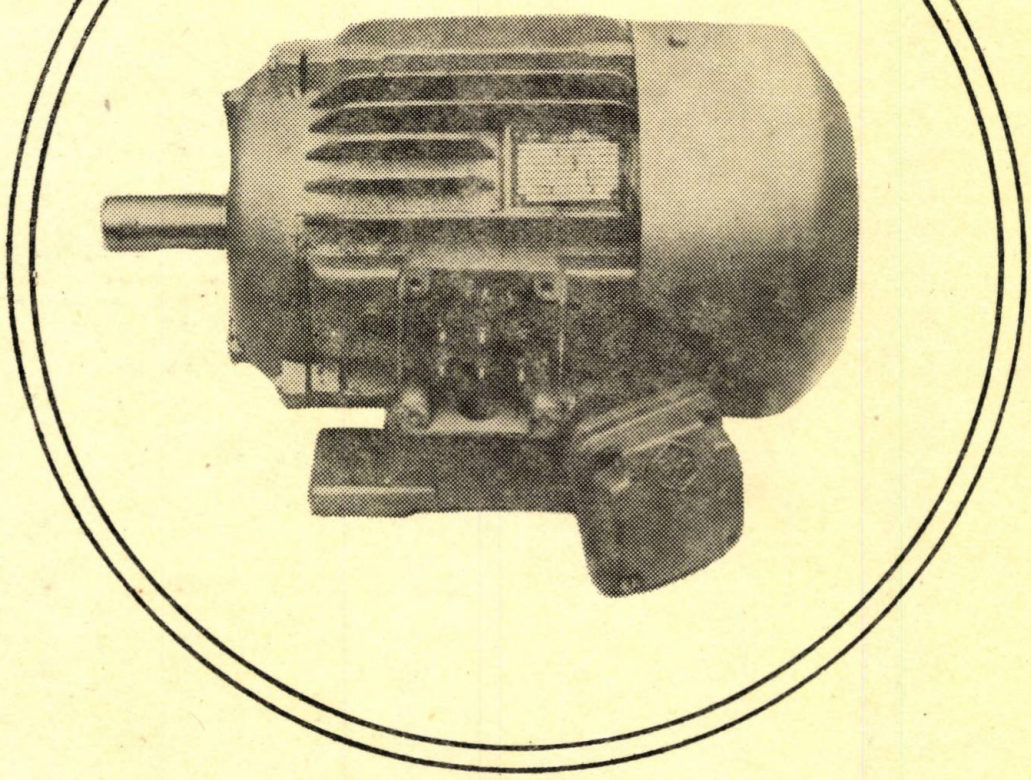
2040

R

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 24 • Nr. 1 • IANUARIE 1976



PRODUCE ŞI LIVREAZĂ:

— MOTOARE ELECTRICE ASINCRONE TRIFAZATE CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT, CONSTRUCŢIE CU TALPĂ, CU FLANŞE CU DOUĂ CAPETE DE AX ETC.

SERIA ACESTOR MOTOARE CUPRINDE 24 TIPODIMENSIUNI REPARTIZATE ÎN 4 GABARITE CONSTRUCTIVE ŞI CONŢINE MOTOARE CU PUTERI ÎNTRE 0,75 KW ŞI 7,5 KW, AVÎND TURAŢII DE 750, 1 000, 1 500 ŞI 3 000 ROT/MIN.

CONSTRUCŢIA ÎNCHISĂ A ACESTOR MOTOARE, PRECUM ŞI SISTEMUL DE RĂCIRE AUTOVENTILAT EXTERIOR LE FAC UTILIZABILE ÎNTR-UN DOMENIUL LARG DE ACŢIONĂRI.

LA COMANDĂ SE POT LIVRA ŞI ÎN EXECUŢIE TROPICALIZATĂ.

ÎNTREPRINDEREA:

Electroprecizia

SĂCELE, STR. TĂRLUNGULUI, NR. 32, JUD. BRAŞOV, TEL. 109; 110, TELEX 012285

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 1 ianuarie 1976

CUPRINS

PIERDERI DE CĂLDURĂ
REGIM TRANZITORIU
CONDUCTOARE CILINDRICE
ŞUNTURI COAXIALE

CZ 621.3.017 ; 621.3.052.32

Hortopan, V. : **Calculul pierderilor suplimentare de căldură ale conductoarelor cilindrice în regim tranzitoriu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24,** nr. 1, ian 1976, p. 1

Calculul încălzirii şunturilor coaxiale, care funcţionează continuu cel mult o secundă, se face, în mod uzual, pe baza căldurii dezvoltate în regim adiabatic. Cum în regimul tranzitoriu se constată o dezvoltare suplimentară de căldură, în lucrare se va analiza ponderea acesteia faţă de căldura dezvoltată în regim permanent atît în cazul conductorului cilindric plin, cît şi în cazul conductorului tubular, elementul de bază al şuntului coaxial.

SCHEME DE ÎNCERCARE
REGIM CAPACITIV
ÎNTRERUPTOARE J T .
CALCULATOR ANALOGIC

CZ 621.316.1 ; 62.011.56

Sasu, M., Oargă, Gh., Checiulescu, M. : **Analiza unor procese tranzitorii din reţele electrice cu ajutorul calculatorului analogic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24,** nr. 1, ian 1976, p. 8

Schema electrică analizată este o schemă cu structură variabilă, comportînd trei modificări de structură. Lucrarea are ca scop stabilirea parametrilor circuitului de încercare şi alegerea unor soluţii constructive pentru echipamente tipizate de baterii de condensatoare.

TRANSFORMATOARE
SERII UNITARE
NIVEL DE ZGOMOT
IZOLAĂŢI

CZ 621.314.2 ; 621.315.61

Bichir, N. J. : **Zgomotul transformatoarelor şi modul de variaţie a lui în cadrul seriilor unitare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24,** nr. 1, ian 1976, p. 15

Se stabileşte modul de echivalare a transformatoarelor unei serii unitare din punct de vedere acustic şi de predeterminare a nivelelor de zgomot cînd se cunosc unele rezultate experimentale, sau chiar din faza de proiectare.

MAŞINI ELECTRICE
SISTEME DE IZOLAŢIE
DURATA DE VIAŢĂ

CZ 621.3.015.532.001.5

Petcu, Gh., Podani, E., Nistor. Gh. : **Metoda determinării duratei de viaţă a sistemelor de izolaţie ale maşinilor electrice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24,** nr. 1, ian 1976, p. 22

Articolul prezintă pregătirea, conducerea, evaluarea şi prelucrarea încercărilor pentru determinarea accelarată a duratei de viaţă a sistemelor de izolaţie din maşinile electrice de j. t.

FASCICUL LASER
CANALE DE COMUNICAŢII
DIRECŢIA SEMNALELOR
MODULARE

CZ 621.316.1 ; 621.375.9

Sterian, P. E., Vârtosu, M. D., Podoleanu, A. G. : **Unele caracteristici ale canalelor de comunicaţii, cu purtătoare laser, modulate electrooptic.**

F.F.A. – **Electrotehnica 24,** nr. 1, ian 1976, p. 31

Se prezintă cîteva aspecte teoretice privind modularea în intensitate a fascicolului laser şi detecţia semnalelor transmise

optie, care asigură minimizarea probabilităţii de eroare, pe baza teoriei cuantice a detecţiei.

MOTOARE ELECTRICE
REGLAREA VITEZEI
ASIMETRIZAREA TENSIUNII

CZ 621.313.13 : 621.316.718.5

Rusu, H. : **Studiul încălzirii motoarelor electrice asincrone cu reglarea vitezei prin asimetrizarea tensiunii.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 38

Se indică o metodă de determinare a încălzirii motorului, avînd în vedere regimul asimetric şi deformat în care funcţionează acesta.

TIRISTOARE
TRANSPORT URBAN
UTILIZĂRI

CZ 621.314.65

Miron, D. : **Cu privire la unele aspecte tehnico-economice ale utilizării schemelor cu tiristoare în acţionarea electrică a mijloacelor de transport urban în comun.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 44

Se tratează principalele aspecte tehnico-economice legate de utilizarea variatorului de tensiune continuă în schemele de pornire, modificarea turaţiei şi frînarea electrică a motoarelor de c.c. cu excitaţie serie destinate acţionării vehiculelor de transport urban în comun.

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE 52

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ŞT. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. şt. tehn. ing C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr doc. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, sub îndrumarea Intitutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul Oficiului de informare documentară *(O.I.D.—I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3015 5 1670 1006 — B.I.—S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 584. Taxele poştale plătite in numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii "ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.16.31

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.017 ; 621.3.052.32

ПОТЕРИ ТЕПЛА
ПРОВОДНИКИ ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ
ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ
КОАКСИАЛЬНЫЕ ШУНТЫ

Хортопан, В.: **Расчёт дополнительных потерь тепла цилиндрических проводников в переходном режиме.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 1

Расчёт нагрева коаксиальных шунтов, функционирующих беспрерывно не более секунды, проводится обычно на основе тепла выделяемого в адиабатичеком режиме. Так как в переходном режиме констатируется дополнительная потеря тепла, в данной работе анализируется важность этого тепла по сравнению с теплом выделяемым как в случае полного цилиндрического проводника, так и в случае трубчатого проводника, являющегося основным элементом коаксиального шунта.

УДК 621.316.1 ; 62.011.56

АНАЛОГОВАЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ МАШИНА
НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ПРОВОДНИКИ
ЕМКОСТНОЙ РЕЖИМ
ИСПЫТАТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Сасу. М., Оаргэ, Г., Кечулеску, М.: **Анализ переходных процессов в электрических сетях с помощью аналоговой вычислительной машины.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 8

Проанализированная электрическая схема — является схемой с переменной структурой, имеющая три структурных изменений. Целью данной работы является определение параметров испытательной цепи и выбор оптимальных конструктивных решений для типизированного оборудования конденсаторных батарей.

УДК 621.314.2 ; 621.315.61

ИЗОЛЯЦИИ
ТРАНСФОРМАТОРЫ
ЕДИНЫЕ СЕРИИ
УРОВЕНЬ ШУМА

Бикир, Н. Ю.: **Шум трансформаторов и способ его изменения в рамках единых серий.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 15

Определяется способ эквивалирования трансформаторов единой серии с акустической точки зрения и предвидения уровней шума, когда известны некоторые экспериментальные результаты или даже на стадии проектирования.

УДК 621.3.015.532.001.5

ДОЛГОВЕЧНОСТЬ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ИЗОЛЯЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Петку. Г., Подани, Е., Нистор, Г.: **Метод определения долговечности изоляционных систем электрических машин.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 22

Статья представляет подготовку, управление, оценку и обработку проведенных испытаний для ускоренного определения долговечности изоляционных систем в электрических машинах низкого напряжения.

УДК 621.316.1 ; 621.375.9

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ
КАНАЛЫ СВЯЗИ
МОДУЛИРОВАНИЕ
ПУЧОК ЛАЗЕРНЫЙ

Стериан, П. Е., Выртосу, М. Д., Подоляну, А. Е.: **Некоторые характеристики каналов связи, с несущими лазера, модулированными электрооптически.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 31

Представлены несколько теоретических аспектов относительно модуляции интенсивности лазерного пучка и детектирования сигналов передаваемых оптически, обеспечивающих минимализацию вероятности ошибок, на основе квантовой теории детекции.

УДК 621.313.13 ; 621.316.718.5

ДВИГАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
НАПРЯЖЕНИЕ НЕСИММЕТРИЧЕСКОЕ
РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ

Русу, Х.: **Исследование нагрева асинхронных двигателей с регулированием скорости при несимметрическом напряжении.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 38

Указывается метод определения нагрева двигателя, имея в виду несимметрический и деформирующий режим в котором работает двигатель.

УДК 621.314.65

ГОРОДСКОЙ ТРАНСПОРТ
ПРИМЕНЕНИЕ
ТИРИСТОРЫ

Мирон, Д.: **О технико-экономических аспектах применения схем с тиристорами в электроприводе городских транспортных средств.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 1, ian 1976, стр. 44

Рассматриваются основные технико-экономические аспекты, связанные с применением вариатора постоянного напряжения в пусковых схемах, изменение вращения и электрическое торможение двигателей постоянного тока с серийным возбуждением, предназначаемых для городских транспортных средств.

Научные и технические новости 52

INHALT

DK 621.3.017 ; 621.3.052.42

WÄRMERVERLUSTE
EINSCHWINGBETRIEB
ZYLINDRISCHE LEITER
KOAXIALE NEBENSCHLUSSE

Hortopan, V.: **Die Berechnung der zusätzlichen Wärmerverluste der zylindrischen Leiter im Einschwingbetrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, S. 1

Die Berechnung der Erwärmung der koaxialen Nebenschlüsse, die höchstens eine Sekunde lang ohne Unterbrechung arbeiten, wird gewöhnlich aufgrund der im adiabatischen Betrieb entwickelten Wärme durchgeführt.

Da man im Einschwingbetrieb eine zusätzliche Entwicklung von Wärme feststellt, wird in der Arbeit ihre Bedeutung im Vergleich zu der im Dauerbetrieb entwickelten Wärme analysiert, sowohl im Falle des zylindrischen vollen Leiters als auch im Falle des Hohlleiters, das Hauptelement des koaxialen Nebenschlusses.

DK 621.316.1 ; 62.011.56

PRÜFANORDUNGEN
KAPAZITIVER BETRIEB
NIEDERSPANNUNGSCHALTER
ANALOGRECHNER

Sasu, M., Oargă, Gh., Checiulescu, M.: **Die Analyse einiger Einschwingvorgänge im Stromnetz mit Hilfe des Analogrechners.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, S. 8

Die analysierte elektrische Schaltung besitzt ein everänderliche Struktur mit drei Strukturveränderungen. Die Arbeit hat das Ziel die Parameter des Prüfkreises festzulegen und optimale konstruktive Lösungen für Typenausrüstungen von Kondensatorenanlagen auszuwählen.

DK 621.314.2 ; 621.315.61

TRANSFORMATOREN
EINHEITSSERIEN
GERÄUSCHPEGEL
ISOLATIONEN

Bichir, N. H.: **Das Geräusch der Transformatoren und seine Veränderungsart im Rahmen der Einheitsserien.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian. 1976, S. 15

Es wird die Abschätzungsart der Transformatoren einer Einheitsserie vom akustischen und vom Standpunkt der

Vorausbestimmung der Geräuschpegel festgelegt, wobei einige experimentalle Ergebnisse oder sogar solche aus der Projektierungsphase bekannt sind.

DK 621.3.015.532.001.5

ELEKTRISCHE MASCHINEN
ISOLIERANORDNUNGEN
LEBENSDAUER

Petcu, Gh., Podani, E., Nistor, Gh. : **Methode zur Lebensdauerbestimmung der Isolieranordnungen elektrischer Maschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1 Ian 1976, S. 22

Die Arbeit beschreibt die Vorbereitung, die Leitung, die Abschätzung und die Durchführung der Versuche für die beschleunigte Bestimmung der Lebensdauer der Isolieranordnungen in elektrischen Maschinen.

DK 621.316.1 ; 621.375.9

LASERSTRAHL
VERBINDUNGSKANALE
S GNALDETEKTION
MODULATION

Sterian, P. E., Vârtosu, M. D., Podoleanu, A. G. : **Einige Charakteristiken der Verbindungskanäle mit elektrooptisch modulierten Laserträgern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, S. 31

Es werden einige theoretische Aspekte bezühlich der Modulation der Intensität des Laserstrahls und der Detektion der optisch übertragenen Signale gezeigt, die die Verminderung der Fehlerwahrscheinlichkeit aufgrund der quantentheorie der Detektion sichern.

DK 621.313.13 ; 621.316.718.5

ELEKTROMOTOREN
GESCHWINDIGKEITSREGELUNG
ASYMMETRIESIERUNG DER
SPANNUNG

Rusu, H. : **Das Studium der Erwärmung der elektrischen Asynchronmotoren mit Geschwindigkeitsregelung durch Assymetriesierung der Spannung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, S. 38

Es wird eine Methode zur Bestimmung der Motorerwärmung angegeben, unter Beachtung des asymmetrischen und deformierenden Betriebs in welchem dieser arbeitet.

DK 621.314.65

TIRISTOREN
STADTVERKEHR
ANWENDUNGEN

Miron, D. : **Über einige technisch — wirtschaftlichen Aspekte der Anwendung von Thyristorschaltungen beim elektrischen Antrieb der Transportmittel im Stadtverkehr.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, S. 44

Es werden die hauptsächlichen technischwirtschaftlichen Aspekte behandelt, die sich auf die Anwendung des Gleichspannungsvariators in den Einschaltanordnungen, die Veränderung der Drehzahl und die elektrische Bremsung der Gleichstrommotoren mit Serienerregung für den Antrieb der Transportmittel im Stadtverkehr bezieht.

WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE 52

CONTENTS

DC 621.3.017 ; 621.3.052.32

HEAT LOSSES
TRANSITORY REGIME
CYLINDRIC CONDUCTORS
COAXIAL SHUNTS

Hontopan, V. : **Calculating the Suplimentary Heat Losses of Cylindrical Conductors in a Transitory Regine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, ian 1976, p. 1

The calculus of coaxial shunts heating, which functions continuously for maximum one second, is usually based upon the heat developped in an adiabatic regime. Observing that in a transitory regime a suplimentary heat is developped, the paper analyses its importance over the heat developped in a steady state both in the case of a full cylindrical conductor as well as in the one of a hollow rope, the basic element of the coaxial shunt.

DC 621.3161 ; 62.011.56

TESTS CIRCUITRY
CAPACITIVE REGIME
J. T. SWITCHES
ANALOGUE COMPUTER

Sasu, M., Oargă, Gh., Checiulescu, M. : **The Analysis of Some Transitory Processes in Electrical Networks by Means of an Analogue Computer.**

F.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, ian 1976, p. 8

The analysed circuit diagram is a variable structure diagram, heaving three structural modifications. The object of the paper is to establish the parameters of the testing circuit and to select some optimal constructive solutions for standard condenser batteries equipments.

DC 621.314.2 ; 621.315.61

TRANSFORMERS
UNITARY SERIES
NOISE LEVEL
INSULATIONS

Bichir, N. J. : **Transformers Noise and Its Variation within he Range of Unitary Series.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, ian 1976, p. 15

The manner of transformers equalization of a unitary series from the acoustic and the noise level predetermination point of view, is established, when some experimental results or even data from its design stage are known.

DC 621.3.015.532.001.5

ELECTRIC MACHINES
INSULATING SYSTEM
LIFE TIME

Petcu, Gh., Podani, E., Nistor, Gh. : **Method for the Determination of Electric Machines Insulation Systems Lifetime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, 1976 ian, p. 22

The paper presents the preparation, control, evalution and processing of tests for an accellerated determination of the j.t. electric machines insulation systems lifetime.

DC 621.316.1 ; 621.375.9

LASER BEAM
COMMUNICATION CHANNELS
SIGNAL DETECTION
MODULATION

Sterian, P. E., Vârtosu, M, D., Podoleanu, A. G. : **Some Characteristics of the Communication Channels with Electrooptically Modulated Laser Carriers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24, no. 1**, ian 1976, p. 31

Some theoretical aspects are presented regarding the intensity modulation of the laser beam, and the optically transmitted signals detection, which make possible to minimize the error probability on the basis of the quantum theory of the dection.

DC 621.313.13 ; 621.316.718.5

ELECTRIC MOTORS
SPEED CONTROL
VOLTAGE UNBALANCING

Rusu, H. : **A study of Asynchronous Electric Motors Heating, the Speed Being Controlled by Unbalancing the Voltage.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, ian 1976, p. 38

A method of determining the motor heating is given, taking into accont the unbalanced and distorting regime of the motor mode of operation.

DC 621.314.65

THYRISTORS
CITY MASS TRANSIT
USE

Miron, D.; **On Some Technical and Economical Aspects of the Thyristor Diagrams Use in the Electric Drive of the City Mass Transit Vehicles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 1, ian 1976, p. 44

The paper deals with the main technical and economical aspects related to the use of the variable D.C. voltage re-

gulator in the starting-up connections, the rotative speed modification, and the electric braking action of the series excitation D.C. motors for driving the city mass transit vehicles.

Scientific and technical events 52

SOMMAIRE

CD 621.3.017 ; 621.3.052.32

CONDUCTEURS CYLINDRIQU
PERTES DE CHALEUR
RÉGIME TRANSITOIRE
HSUNTS COAXIAUX

Hortopan, V. : **Le calcul des pertes de chaleur suplimentaires des conducteurs cylindriques en régime transitoire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 1

D'habitude on fait le calcul d'échauffage des shunts coaxiaux, qui fonctionnent en continu tout au plus une seconde, ayant pour base la chaleur dégagée en régime adiabatique. En régime transitoire on constate un développement de chaleur suplimentaire, c'est son importance, qui l'ouvrage analysera en comparaison avec la chaleur dégagé en régime permanent le cas du conducteur cylindrique plein tout comme le cas du conducteur tubulaire, l'élement essential du shunt coaxial.

CD 621.316.1 ; 62.011.56

SCHÉMAS D'ÉSSAI
RÉGIME CAPACITY
INTERRUPTEURS J. T.
CALCULATEUR ANALOGIQUE

Sasu, M., Oargă, Gh., Checiulescu, M. : **L'analyse de certains processus transitoires des réseaux électriques, à l'aide du calculateur analogique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 8

Le schéma électrique analysée est une schéma à structure variable, ayant trois possibilité de la modifier. L'ouvrage a pour but d'établir les paramètres du circuit d'essai et de choisir des sollutions constructive optimales pour les équipments type des battéries des condensateurs.

CD 621.314.2 ; 621.315.61

TRANSFORMATEURS
SÉRIES UNITAIRES
NIVEAU DE BRUIT
INSOLEMENTS

Bichir, N. J. : **Le bruit des transformateurs et le mode de le varier dans les séries unitaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 15

On établit le mode d'équivaloir les transformateurs d'une série unitaire du point de vue acoustique et de determiner d'avance les niveaux de bruit quand on connait certains résultats experimentaux on pendant la projection même.

CD 621.3.015.532.001.5

MACHINES ÉLECTRIQUES
SYSTÉMES D'ISOLEMENTS
DURÉE DE VIE

Petcu, Gh., Podani, E., Nistor, Gh. : **La mèthode pour détermine la durée de vie des systèmes d'isolement des machines électriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 22

L'article présente la préparation, la direction, l'évolution et l'interprétation des essais afin de determiner rapidement la durée de vie des systèmes d'isolement des machines electriques j.t.

CD 621.316.1 ; 621.375.9

FAISCEAU LASER
CANAUX DE COMMUNICATION
DETECTION DES SIGNAUX
MODULAIRES

Sterian, P. E., Vârtosu, M. D., Podoleanu, A. G. : **Certains caractéristique des canaux de communication avec porteures laser modulées de manière electrooptique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1, ian 1976, p. 31

On presente quelques aspects theoriques concernant la modulation en intensite, du faisceau laser et la dètiction des signaux transmis par voie optique, qui assurent la minimisation de la possibilité d'errour, ayant pour base la théorie quantique de la detection.

CD 621.313.13 ; 621.316.718.5

MOTEURS ELECTRIQUES
REGLAGE DE LA VITESSE
TENSION ASYMETRIQUE

Rusu, H. : **L'étude de l'échauffage des moteurs électriques asynchrones avec le reglage de la vitesse foit par une tension asymetrique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1 ian 1976, p. 38

On indique une methode pour determiner l'échauffage du moteur tenant compte du fait que ce moteur fonctionne ou regime asymetrique et deformant. Les résulta ts obtenus par voie expériment ont confirmé la justesse des calculus théoriques faits.

CD 621.314.65

THYRISTORS
TRANSPORTS URBAINS
UTILISATIONS

Miron, D. : **Sur certains aspects techniques et économiques des l'utilisation des schémas aux thyristors dans la commande électrique des moyens de transports urbains, en commun.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 1 ian 1976, p. 44

On trait les principaux aspects techniques et économiques de l'utilisation du variateur de tension continue dans les schemas de démarrage, de modification du nombre des toms et de freinage électrique des moeturs de courant continu, avec excitation série destinés . l'actionnement des vehicules de transport urbain, en commun.

Manifestations scientifiques et techniques 52

TÎRGUL DIN LEIPZIG
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ
14.3—21.3.1976

Deosebit de interesant pentru dv.:
Grupa de specialitate
„Tehnica automatizării„

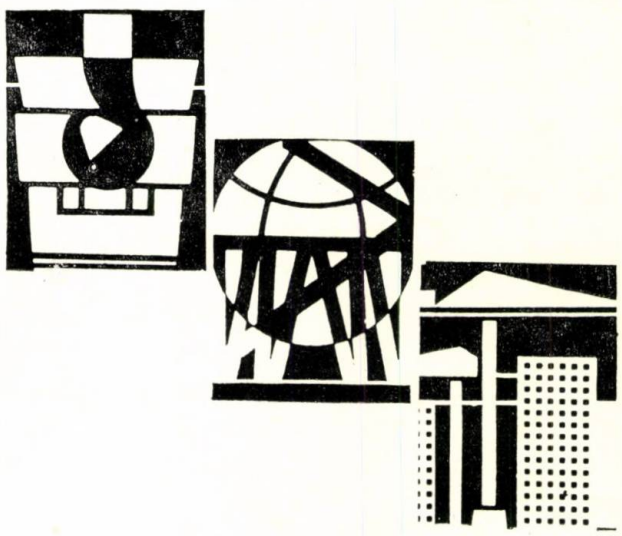
Automatizarea — cheia raționalizării și intensificării tuturor ramurilor de producție. Producători de frunte din aproximativ 15 țări vă prezintă la Leipzig aparate, instalații și procedee ale tehnicii de automatizare. Prezentarea exponatelor, conferințe de specialitate, consultații pentru clienți și informații privind aplicarea vă ajută la studierea ofertei și luarea unor hotărîri.
Informații de călătorie și permise de intrare la tîrg puteți obține prin O.N.T.—Carpați sau prin Secția Comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G. în R.S.R., Calea Dorobanților nr. 14, București.

PUBLICOM

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ „VNEȘTEHNIKA“
MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domenile:

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi;



— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico—științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
„VNEȘTEHNIKA“
MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUȘENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI. ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL INSTITUTULUI DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 24 ELECTROTEHNICA nr. 1 Bucureşti, ianuarie 1976

CZ 621.3.017 : 621.3.052.32

PIERDERI DE CĂLDURĂ
REGIM TRANZITORIU
CONDUCTOARE CILINDRICE
ŞUNTURI COAXIALE

Calculul pierderilor suplimentare de căldură ale conductoarelor cilindrice în regim tranzitoriu

VIORICA HORTOPAN* — Bucureşti

Dimensionarea şunturilor utilizate la măsurarea curenţilor intenşi, cu variaţie rapidă, se face în ipoteza încălzirii adiabatice, care se poate accepta pentru durate de timp ce nu depăşesc o secundă. Încălzirea se calculează în mod obişnuit pe baza energiei W_{0t} dezvoltată în regim permanent. Într-adevăr din ecuaţia diferenţială generală a căldurii [1] se păstrează, în cazul încălzirii adiabatice, termenii :

$$d\theta = \rho \frac{J^2}{c_1} dt. \qquad (1)$$

Presupunînd şuntul supus la o excitaţie de curent treaptă I, se obţine supratemperatura θ pe baza expresiei :

$$\theta = \rho \frac{J^2}{c_1} t = \frac{RI^2}{c_1 v} t = \frac{W_{0t}}{c_1 v}, \qquad (2)$$

în care :

$R = \rho \frac{l}{A}$ este rezistenţa conductorului ;

$W_{0t} = P_0 t = RI^2 t$ — energia dezvoltată în regim permanent ;

c_1 — căldură specifică volumică ;

v — volumul conductorului.

* Dr. ing. *V. Hortopan* este conferenţiar la Institutul politehnic, Bucureşti.

Ecuaţia (2) este valabilă în ipoteza folosirii unui material rezistiv de tip manganină sau constantan, ai căror coeficienţi de temperatură pentru rezistivitate sînt foarte reduşi, iar supratemperatura nu depăşeşte 160°C.

Se observă că în relaţia (2) se neglijează aportul energiei W_{st} corespunzătoare dezvoltării suplimentare de căldură, datorită regimului tranzitoriu. Lucrarea de faţă are scopul evaluării acestei energii suplimentare prin comparaţie cu cea de regim permanent dezvoltată timp de o secundă, în cazul conductorului cilindric plin şi conductorului cilindric tubular, supus la excitaţie treaptă de curent.

1. Pierderile suplimentare de căldură ale conductorului cilindric plin în regim tranzitoriu

Această problemă a fost tratată în lucrările [2], [3], [4], cu scopuri diferite de cel al lucrării de faţă.

În dorinţa de a prezenta o calculaţie completă şi coerentă a pierderilor suplimentare, în cazul conductorului cilindric plin sub acţiunea curentului treaptă I, se face expunerea ce urmează.

Din lucrarea [5] se folosesc expresiile corespunzătoare intensităţii cîmpului magnetic H :

$$H(r, t) = \frac{I}{2\pi a}\left[\frac{r}{a} + 2\sum_{1}^{\infty} \frac{J_1\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \qquad (3)$$

și densității de curent J:

$$J(r,\ t) = \frac{I}{\pi a^2}\left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \quad (4)$$

în care:

a este raza conductorului cilindric;
r — distanța dintre ax și punctul considerat pe secțiunea conductorului;
β_k — soluțiile pentru care se anulează funcția Bessel de ordinul 1 [$J_1(\beta_k) = 0$];
$T_k = \frac{\sigma\mu_0 a^2}{\beta_k^2}$ — constante de timp;
σ, μ_0 — conductivitatea, respectiv permitivitatea materialului rezistiv.

Puterea P_J a efectului Joule-Lenz are expresia cunoscută:

$$P_J = \int_v \rho J^2 dv = \int_v \frac{J^2}{\sigma} dv, \quad (5)$$

iar în cazul conductorului cilindric:

$$P_J = \int_0^a \frac{J^2(r,\ t)}{\sigma} 2\pi r\ l\ dr, \quad (6)$$

sau, înlocuind expresia densității de curent (4) în relația (6) se obține:

$$P_J = \frac{I^2}{\sigma(\pi a^2)^2}\int_0^a \left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right]^2 2\pi r l dr = \frac{2\,I^2 l}{\pi\sigma a^4}\int_0^a \left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right]^2 r\ dr. \quad (7)$$

Conform anexei 1 rezultă valoarea finală:

$$P_J = P_0\left[1 + \sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\right], \quad (8)$$

cu: $P_0 = \frac{I^2 l}{\pi a^2 \sigma}$ — puterea Joule-Lenz din regim permanent.

Energia suplimentară de regim tranzitoriu, care se transformă în căldură, rezultă cu relația (8):

$$W_{s\infty} = \int_0^\infty (P_J - P_0)\, dt = \int_0^\infty P_0 \sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}} dt =$$

$$= P_0 \sum_1^\infty \left| -\frac{T_k}{2} e^{-\frac{2t}{T_k}} \right|_0^\infty = \frac{I^2 l}{\pi a^2 \sigma} \cdot$$

$$\cdot \frac{\sigma\mu_0 a^2}{2} \sum_1^\infty \frac{1}{\beta_k^2} = \frac{I^2 l \mu_0}{16\pi}. \quad (9)$$

cu: $\sum_1^\infty \frac{1}{\beta_k^2} = \frac{1}{8}$, din [5].

Mai există o posibilitate de a calcula pierderile suplimentare din expresia energiei magnetice, W_m, pe baza bilanțului puterilor în cîmpul electromagnetic:

$$-\frac{dW_m}{dt} = P_J + P_\Sigma, \quad (10)$$

în care puterea radiantă este:

$$P_\Sigma = \int_\Sigma \bar{S}\, d\bar{A}. \quad (11)$$

În coordonate cilindrice, vectorul Poynting $\bar{S}$ are expresia:

$$\bar{S} = \left(\bar{u}_z \frac{J}{\sigma}\right) \times (\bar{u}_\varphi H) = -\frac{1}{\sigma} JH \bar{u}_r, \quad (12)$$

cu: $E_z = E = \frac{J}{\sigma}$ și $H_\varphi = H$.

Deci, puterea radiantă iese în direcția razei prin suprafața laterală S_l a conductorului cilindric și are expresia:

$$P_\Sigma = \int_{S_l} \bar{S}\, d\bar{A} = S\int_{S_l} dA = -$$

$$- \frac{2\pi a l}{\sigma} J(a, t)\, H(a, t). \quad (13)$$

Din relațiile (13), (3) și (4) se obține puterea radiantă în funcție de caracteristicile conductorului:

$$P_\Sigma = -\frac{2\pi a l}{\sigma} \cdot \frac{I^2}{2\pi^2 a^3}\left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\beta_k \frac{a}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \times$$

$$\times \left[\frac{a}{a} + 2\sum_1^\infty \frac{J_1\left(\beta_k \frac{a}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}}\right] = \quad (14)$$

$$= -\frac{I^2 l}{\pi a^2 \sigma}\left[1 + \sum_1^\infty e^{\frac{t}{T_k}}\right] = -P_0\left[1 + \sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}\right],$$

cu: $J_1(\beta_k) = 0$.

Relaţia de bilanţ (10) devine :

$$-\frac{dW_m}{dt} = P_J + P_\Sigma = P_0\left[1 + \sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\right] - P_0\left[1 + \sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \quad (15)$$

Integrînd expresia de la $t = 0$ la $t = \infty$ se obţine :

$$W_{m\infty} = P_0\int_0^\infty \sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}dt - P_0\int_0^\infty \sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}dt = P_0\sum_1^\infty T_k\left[1 - \frac{1}{2}\right] = \frac{I^2 l}{\pi a^2\sigma}\cdot\frac{\sigma\mu_0 a^2}{2}\sum_1^\infty\frac{1}{\beta_k^2} = \frac{I^2 l\,\mu_0}{16\pi}, \quad (16)$$

identic cu relaţia (9), adică $W_{s\infty} = W_{m\infty}$. De alminteri $W_{m\infty}$ este mult mai simplu de calculat direct, după cum se arată în anexa 3.

Presupunînd un material rezistiv de tip constantan, cu $\sigma = 2\cdot10^6\frac{S}{m}$, $\mu_0 = 4\cdot10^{-7}\frac{H}{m}$, s-au calculat, pentru raze $a = 0{,}1\,;\ 1\,;10$ mm, valorile mărimilor $W_{s\infty}$, a energiei suplimentare în regim tranzitoriu la timpul t :

$$W_{st} = \int_0^t (P_J - P_0)\,dt \quad (17)$$

şi a energiei corespunzătoare regimului permanent :

$$W_{0t} = P_0 t. \quad (18)$$

În figura 1 s-au trasat curbele $\frac{W_{st}}{W_{s\infty}}100$, $\frac{W_{0t}}{W_{s\infty}}100$ şi $\frac{W_t}{W_{s\infty}}100 = \frac{W_{0t} + W_{st}}{W_{s\infty}}100$ funcţie de timp, putîndu-se astfel evalua importanţa energiei suplimentare de regim tranzitoriu faţă de energia de regim permanent, ţinînd seama că :

$$W_{st} = \int_0^t (P_J - P_0)\,dt = P_0\int_0^t\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}} = P_0\left|\sum_1^\infty -\frac{T_k}{2}e^{-\frac{2t}{T_k}}\right|_0^t = \frac{I^2 l\,\mu_0}{2\pi}\left[-\sum_1^\infty\frac{1}{\beta_k^2}e^{-\frac{2t}{T_k}} + \sum_1^\infty\frac{1}{\beta_k^2}\right],$$

cu :

$$\sum_1^\infty\frac{1}{\beta_k^2} = \frac{1}{8},$$

iar :

$$W_{0t} = P_0 t = \frac{I^2 lt}{\pi a^2\sigma}.$$

Se observă din figura 1 că se atinge, practic, valoarea finală $W_{s\infty}$ după 3 000 ps la conductoarele de rază 0,1 mm, 300 ns la conductoarele de rază 1 mm şi 30 μs la conductoarele de rază 10 mm.

2. Pierderile suplimentare de căldură ale conductorului cilindric tubular în regim tranzitoriu

În lucrările [8, 9] se prezintă calculul densităţii de curent J pentru un conductor tubular supus la excitaţia treaptă de curent I. Densitatea de curent se prezintă în două variante : expresia exactă corespunzătoare oricărui conductor şi expresia aproximativă în cazul tubului cu pereţi subţiri. Calculul pierderilor se va face pentru cel din urmă caz, deoarece şunturile coaxiale sînt, în esenţă, tuburi rezistive, de grosime mică faţă de raza conductorului cilindric.

Astfel, densitatea de curent, într-un punct din secţiunea conductorului la distanţa r de ax, este :

$$J(r,\ t) = \frac{I}{2\pi\,r\delta}\left[1 + \sum_1^\infty(-1)^k\left(2\cos k\,\pi\frac{r - r_i}{\delta}\right)e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \quad (19)$$

în care :

r_i este raza interioară a tubului ;
δ — grosimea tubului ($\delta \ll r_i$) ;
$T_k = \frac{\sigma\,\mu_0\,\delta^2}{k^2\,\pi^2}$ — constante de timp.

Calculele se simplifică dacă variabila r se înlocuieşte cu :

$$r = r_i + \delta x, \qquad \text{în care : } 0 \leqslant x \leqslant 1, \quad (20)$$

iar relaţia (19) devine :

$$J(x,\ t) = \frac{I}{2\pi(r_i + \delta x)\,\delta}\left[1 + \sum_1^\infty(-1)^k(2\cos k\,\pi\ x)e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \quad (21)$$

Calculul intensităţii cîmpului magnetic se face pe baza legii circuitului magnetic :

$$\oint_\Gamma \bar{H}\cdot d\bar{s} = \int_{S\Gamma}\bar{J}\cdot d\bar{A},$$

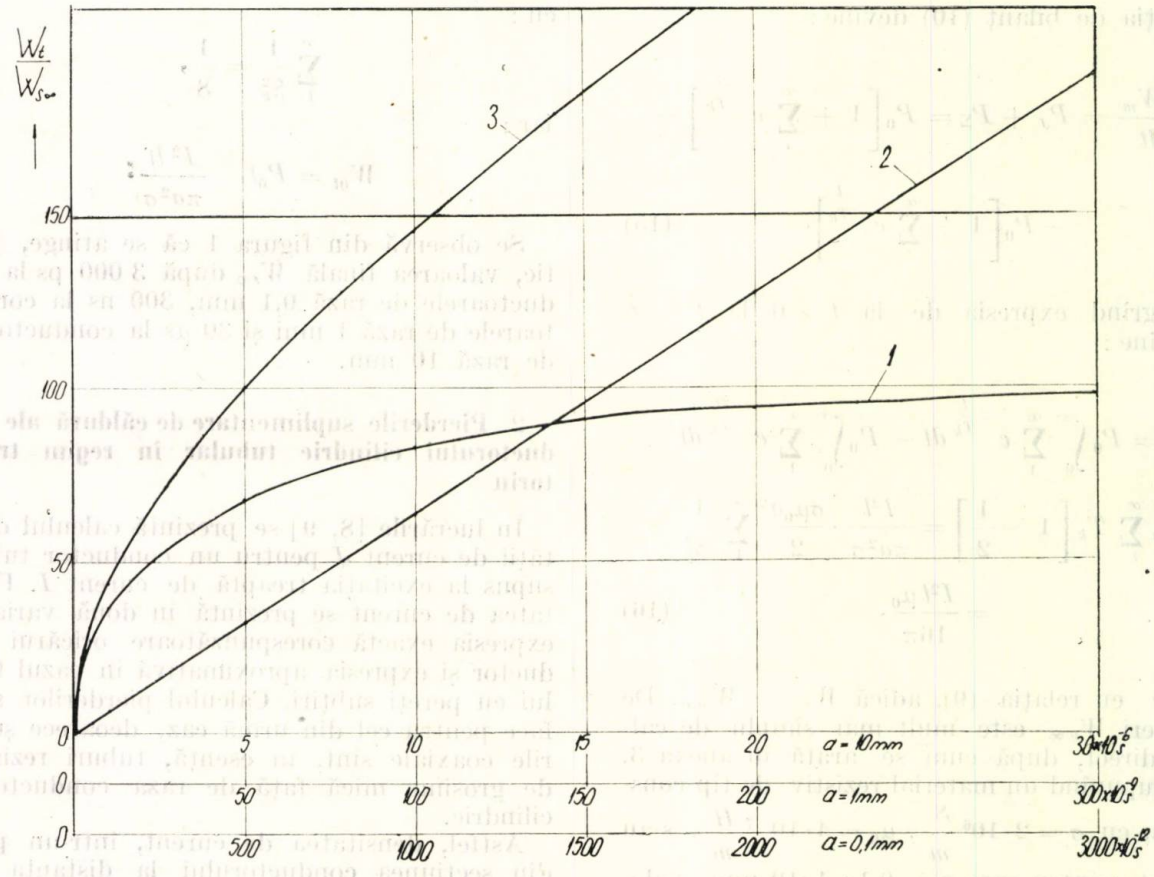


Fig. 1. Conductorul cilindric plin:
curba 1; $\frac{W_{st}}{W_{s\infty}} 100 = f(t)$; curba 2; $\frac{W_{0t}}{W_{s\infty}} 100 = f(t)$; curba 3; $\frac{W_t}{W_{0\infty}} 100 = f(t)$.

iar din cauza simetriei cilindrice rezultă:

$$\oint_\Gamma \bar{H}\, d\bar{s} = \int_{r_i}^{r_e} J(r, t)\, 2\pi r \cdot dr = \int_0^1 J(x, t)\, 2\pi(r_i + \delta x)\, \delta dx.$$

Înlocuind expresia (21) în relația precedentă, se obține:

$$\oint_\Gamma \bar{H}\, d\bar{s} = \int_0^1 \frac{I}{2\pi(r_i + \delta x)\delta}\left[1 + \sum_1^\infty (-1)^k (2\cos k\pi x) e^{-\frac{t}{T_k}}\right] \times 2\pi(r_i + \delta x)\delta dx =$$

$$= I\left[x + \sum_1^\infty (-1)^k \frac{2\sin k\pi x}{k\pi} e^{-\frac{t}{T_k}}\right],$$

respectiv

$$H(x, t) = \frac{I}{2\pi(r_i + \delta_X)}\left[x + \sum_1^\infty (-1)^k \frac{2\sin k\pi x}{k\pi} e^{-\frac{t}{T_k}}\right]. \qquad (22)$$

Puterea P_J dată de expresia (6) devine:

cu:

$$r = r_i + \delta x \quad \text{și} \quad dr = \delta\, dx,$$

$$P_J = \int_0^1 \frac{J^2(x, t)}{\sigma} 2\pi(r_i + \delta x)\, l\, \delta dx,$$

sau:

$$P_J = \frac{I^2}{(2\pi\delta)^2\sigma}\int_0^1 \frac{1}{(r_i + \delta x)^2}\left[1 + \sum_1^\infty (-1)^k (2\cos k\pi x)\, e^{-\frac{t}{T_k}}\right]^2 \times 2\pi(r_i + \delta x)\, l\delta dx = \frac{I^2 l}{2\pi\sigma\delta r_i}\int_0^1 \frac{r_i}{r_i + \delta x}\left[1 + \sum_1^\infty (-1)^k (2\cos k\pi x)\, e^{-\frac{t}{T_k}}\right]^2 dx. \qquad (23)$$

Conform anexei 2 rezultă valoarea finală:

$$P_J = P_0\left[1 + 2\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\right]. \qquad (24)$$

cu :

$$P_0 = \frac{I^2 l}{2\pi\,\sigma\,\delta\,r_i},$$

care reprezintă puterea în regim permanent.

Energia suplimentară de regim tranzitoriu, care se transformă în căldură rezultă cu relaţia (24).

$$W_{s\infty} = \int_0^\infty (P_J - P_0)\,dt = P_0\,2\sum_1^\infty \int_0^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\,dt =$$

$$= P_0 \cdot 2 \sum_1^\infty \left| -\frac{T_k}{2} e^{-\frac{2t}{T_k}} \right|_0^\infty =$$

$$= \frac{I^2 l}{2\pi\,\sigma\,\delta\,r_i}\,2\,\frac{\sigma\mu_0\delta^2}{2\pi^2}\sum_1^\infty \frac{1}{k^2} = \frac{I^2 l\,\mu_0}{12\,\pi}\cdot\frac{\delta}{r_i}, \quad (25)$$

cu :

$$\sum_1^\infty \frac{1}{k^2} = \frac{\pi^2}{6}.$$

Calculul expresiei pierderilor suplimentare se poate face şi prin intermediul energiei magnetice, ţinînd seama de relaţia de bilanţ (10) şi de expresia puterii radiante care iese din conductor, diferită de zero numai la suprafaţa exterioară a tubului :

$$P_\Sigma = \int_{S_l} \bar{S}\cdot d\bar{A} = S\int_{S_l} dA = -$$

$$-\frac{2\pi r_i l}{\sigma}\,J(1,t)\,H(1,t), \quad (26)$$

deoarece pentru $r = r_e$, $x = 1$.

Înlocuind relaţiile (21) şi (22) în (26), rezultă la $x = 1$

$$P_\Sigma = -\frac{2\pi\,r_i l}{\sigma}\cdot\frac{I^2}{4\pi^2 (r_i + \delta x)^2\,\delta}\left[1 + \right.$$

$$\left. + \sum_1^\infty 2e^{-\frac{t}{T_k}}\right] = -\frac{I^2 l}{2\pi\,\sigma\,\delta\,r_i}\left[1 + 2\sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}\right] =$$

$$= P_0\left[1 + 2\sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}\right], \quad (27)$$

cu :

$$\frac{r_i}{(r_i + \delta x)^2} \approx \frac{1}{r_i}.$$

Făcînd acelaşi raţionament ca în cazul conductorului cilindric plin, cu relaţiile (15), (16) se obţine energia magnetică :

$$W_{m\infty} = P_0\int_0^\infty 2\sum_1^\infty e^{-\frac{t}{T_k}}\,dt - P_0\int_0^\infty 2\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\,dt =$$

$$= P_0\,2\sum_1^\infty T_k\left[1 - \frac{1}{2}\right] =$$

$$= \frac{I^2 l}{2\pi\,\sigma\,\delta\,r_i}\cdot 2\,\frac{\sigma\mu_0\delta^2}{2\pi^2}\sum_1^\infty \frac{1}{k^2} = \frac{I^2 l\,\mu_0}{12\,\pi}\cdot\frac{\delta}{r_i}, \quad (28)$$

rezultat care conduce la $W_{s\infty} = W_{m\infty}$. În anexa 3 se prezintă calculul direct, mult mai simplu, al energiei $W_{m\infty}$.

Presupunînd un tub rezistiv de manganină folosit la construirea unui şunt coaxial, pentru 60 kA — 1 s, cu caracteristicile : $r_i = 84$ mm ; $r_e = 87$ mm ; $\delta = 3$ mm ; $l = 0{,}246$ m ; $\sigma_{20} = 2{,}325 \cdot 10^6$ S/m, s-au calculat $W_{s\infty}$, W_{st}, W_{0t} şi $W_t = W_{st} + W_{0t}$ şi s-au trasat curbele din figura 2, reprezentînd rapoartele $\frac{W_{st}}{W_{s\infty}}100$; $\frac{W_{0t}}{W_{s\infty}}100$; $\frac{W_t}{W_{s\infty}}100$ funcţie de timp, în care : W_{st} şi W_{0t} sînt date de relaţiile (17) şi (18) :

$$W_{st} = \int_0^t (P_J - P_0)\,dt = P_0\int_0^t 2\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\,dt =$$

$$= 2P_0\left|\sum_1^\infty -\frac{T_k}{2}e^{-\frac{2t}{T_k}}\right|_0^t = \frac{I^2 l\,\mu_0\,\delta}{2\pi^3 r_i}\left[\sum_1^\infty -\right.$$

$$\left. -\frac{1}{k^2}e^{-\frac{2t}{T_k}} + \sum_1^\infty \frac{1}{k^2}\right]$$

cu :

$$\sum_1^\infty \frac{1}{k^2} = \frac{\pi^2}{6},$$

iar :

$$W_{0t} = P_0\,t = \frac{I^2 l\,t}{2\pi\,\sigma\,\delta\,r_i};$$

Astfel se poate afirma că regimul termic al conductorului cu pereţi subţiri este influenţat de pierderile suplimentare de căldură pînă la timpi de ordinul microsecundelor, de exemplu, la $t = 4$, 3 μ s, $W_{st} = W_{0t}$. La $t = 1$s, însă, energia corespunzătoare regimului permanent este :

$$W_{0t} = P_0 t = \frac{I^2 l}{2\pi\,r_i\,\delta} t =$$

$$= \frac{(60\cdot 10^3)^2 \cdot 0{,}246}{2\pi\cdot 84\cdot 10^{-3}\cdot 3\cdot 10^{-3}\cdot 2{,}325\cdot 10^6} = 239\,997\ J,$$

iar energia suplimentară datorită regimului tranzitoriu rămîne extrem de redusă, putîndu-se

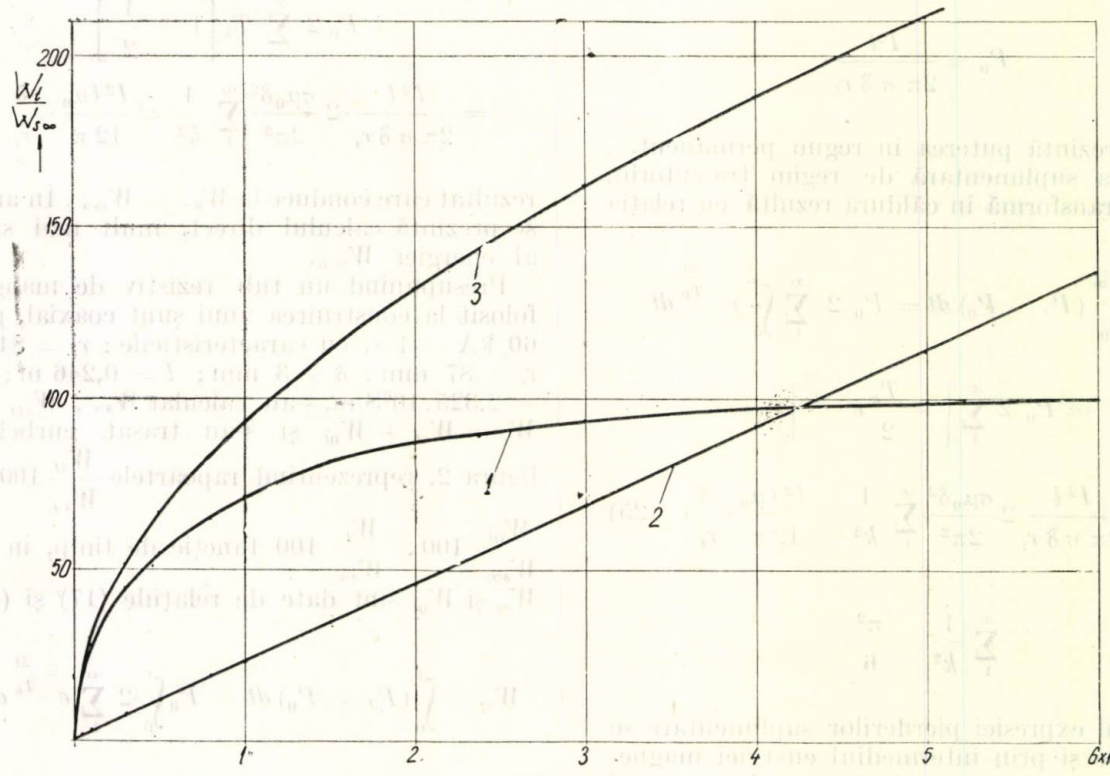


Fig. 2. Conductorul cilindric tubular: curba 1; $\frac{W_{st}}{W_{s\infty}} 100 = f(t)$, curba 2; $\frac{W_{0t}}{W_{s\infty}} 100 = f(t)$; curba 3; $\frac{W_t}{W_{s\infty}} 100 = f(t)$.

neglija în calculul șunturilor coaxiale:

$$W_{s\infty} = \frac{I^2 \mu_0 \delta l}{12 \pi r_i} =$$

$$= \frac{(60 \cdot 10^3)^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}246}{12 \pi \cdot 84 \cdot 10^{-3}} = 1{,}05\ J.$$

3. Concluzii

Expresia energiei suplimentare de regim tranzitoriu, pentru conductorul cilindric plin, $W_{s\infty}$, din relația (9) nu depinde direct, de raza conductorului, depinzînd însă, indirect, prin valoarea admisibilă a curentului din conductor. Valoarea $W_{s\infty}$ este practic atinsă după un timp direct legat de mărimea secțiunii. Astfel, valoarea acestei energii este obținută în proporție de peste 98%, după un timp t_l cu atît mai scurt cu cît conductorul este mai subțire. De asemenea, valoarea energiei W_{0t} este practic egală cu energia suplimentară W_{st} la un timp aproximativ jumătate din timpul t_l.

Pentru a nu lua în considerație $W_{s\infty}$ față W_{0t}, în calculul termic al conductorului, este necesar ca timpul pentru care se face calculul să fie de cel puțin $10 \cdot t_l$. În consecință, pentru conductoare cu raza sub 10 mm, care pot forma șunturi multifilare, $W_{s\infty}$ poate fi neglijat față de W_{0t} la timpul de o secundă.

În cazul tubului cu pereți subțiri considerat, expresia energiei suplimentare W_{st} este egală cu W_{0t} la 4,3 μs. Este evident că la valori $t = 1$s, $W_{s\infty}$ este neglijabil față de W_{0t}, iar calculul termic al acestui șunt se poate face considerînd numai energia de regim permanent W_{0t}.

Situația se schimbă însă dacă grosimea tubului crește față de raza interioară, deoarece expresia W_{st} este proporțională cu raportul $\frac{\delta}{r_i}$.

ANEXA 1

Stabilirea expresiei P_J din relația (8)

Se observă că integrala din relația (7) se poate scrie ca o sumă de integrale:

$$In_1 = \int_0^a \left[1 + \sum_1^\infty \frac{J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)} e^{-\frac{t}{T_k}} \right]^2 rdr =$$

$$= \int_0^a rdr + \sum_1^\infty 2 \frac{e^{-\frac{t}{T_k}}}{J_0(\beta_k)} \int_0^a J_0\left(\beta_k \frac{r}{a}\right) rdr +$$

$$+\sum_1^\infty 2\frac{e^{-\left(\frac{1}{T_m}+\frac{1}{T_n}\right)t}}{J_0(\beta_m)\,J_0(\beta_n)}\int_0^a J_0\left(\beta_m\frac{r}{a}\right)J_0\left(\beta_n\frac{r}{a}\right)rdr+$$

$$+\sum_1^\infty\frac{e^{-\frac{2t}{T}}}{J_0^2(\beta_k)}\int_0^a J_0^2\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)rdr.$$

Ținînd seama că $J_1(0)=0$; $J_1(\beta_k)=0$; $J_0(0)=1$ și de tabelele din [6], [7], se obțin, pentru fiecare dintre integrale rezultatele:

$$\int_0^a rdr=\frac{a^2}{2},$$

$$\int_0^a J_0\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)rdr=\frac{1}{\beta_k/a}\left|\,r\,J_1\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)\right|_0^a=0.$$

Rezultatele pentru fiecare integrală sînt:

$$\int_0^1 dx=1,$$

$$\int_0^1\cos k\pi x dx=\left|\frac{\sin k\pi x}{k\pi}\right|_0^1=0,$$

$$\int_0^1\cos m\pi x\cos n\pi x\,dx=\left|\frac{\sin(m+n)\pi x}{2(m+n)}+\right.$$

$$\left.+\frac{\sin(m-n)\pi x}{2(m-n)}\right|_0^1=0,$$

$$\int_0^1\cos^2 k\pi x\,dx=\left|\frac{x}{2}+\frac{1}{4k\pi}\sin 2k\pi x\right|_0^1=\frac{1}{2}.$$

$$\int_0^a J_0\left(\beta_m\frac{r}{a}\right)J_0\left(\beta_n\frac{r}{a}\right)rdr=\left|\frac{\beta_n\frac{r}{a}J_0\left(\beta_m\frac{r}{a}\right)J_{-1}\left(\beta_n\frac{r}{a}\right)-\beta_m\frac{r}{a}J_{-1}\left(\beta_m\frac{r}{a}\right)J_1\left(\beta_n\frac{r}{a}\right)}{(\beta_m^2-\beta_n^2)\,a^2}\right|_0^a=0,$$

$$\int_0^a J_0^2\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)rdr=\left|\frac{r^2}{2}\left[J_0^2\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)-J_{-1}\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)J_1\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)\right]\right|_0^a=\left|\frac{r^2}{2}\left[J_0^2\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)+J_1^2\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)\right]\right|_0^a=\frac{a^2}{2}J_0^2(\beta_k),$$

cu: $J_{-1}(z)=-J_1(z)$.

Prin urmare, puterea corespunzătoare efectului Joule-Lenz este:

$$P_J=\frac{2I^2l}{\pi\sigma a^4}In_1=\frac{2I^2}{\pi\sigma a^4}\left[\frac{a^2}{2}+\frac{a^2}{2}\sum_1^\infty\frac{e^{-\frac{2t}{T_k}}}{J_0^2(\beta_k)}\right]J_0^2(\beta_k)\Bigg]=$$

$$=\frac{I^2l}{\pi a^2\sigma}\left[1+\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\right]. \tag{8}$$

ANEXA 2

Stabilirea expresiei P_J din relația (24)

Pentru grosimi mici de tub, $\frac{r}{r_i+\delta x}\approx 1$, deci, integrala din expresia (23) devine:

$$In_2=\int_0^1\left[1+\sum_1^\infty(-1)^k(2\cos k\pi x)\,e^{-\frac{t}{T_k}}\right]^2dx=$$

$$=\int_0^1 dx+4\sum_1^\infty(-1)^k e^{-\frac{t}{T_k}}\int_0^1\cos k\pi x\,dx+$$

$$+4\sum_1^\infty(-1)^{m+n}e^{-\left(\frac{1}{T_m}+\frac{1}{T_n}\right)t}\int_0^1\cos m\pi x\cos n\pi x\,dx+$$

$$+4\sum_1^\infty(-1)^{2k}e^{-\frac{2t}{T_k}}\int_0^1\cos^2 k\pi x\,dx.$$

Prin urmare, puterea corespunzătoare efectului Joule-Lenz este:

$$P_J=\frac{I^2l}{2\pi\sigma\delta r_i}In_2=P_0\left[1+2\sum_1^\infty e^{-\frac{2t}{T_k}}\right]. \tag{24}$$

ANEXA 3

Calculul direct al energiei magnetice $W_{m\infty}$ pentru conductorul cilindric.

Calculul energiei magnetice se face pe baza relației cunoscute:

$$W_m=\frac{1}{2}\int_v\mu\,H^2\,dv.$$

În cazul conductorului cilindric plin, energia magnetică pentru $t\to\infty$ este:

$$W_{m\infty}=\frac{\mu_0}{2}\int_0^a H^2(r,t)\,2\pi rl\,dr=\frac{\mu_0}{2}\int_0^a\left(\frac{I^2}{2\pi a}\cdot\frac{r}{a}\right)^2\cdot 2\pi r.l.dr=\frac{I^2\mu_0 l}{4\pi a^4}\left|\frac{r^4}{4}\right|_0^a=\frac{I^2\mu_0 l}{16\pi},$$

în care: H este dat de relația (3) pentru $t\to\infty$.

Expresia obținută este identică cu cea din relația (16).

În cazul conductorului cilindric tubular, energia magnetică pentru $t\to\infty$ este:

$$W_{m\infty}=\frac{\mu_0}{2}\int_0^1 H^2(x,t)\,2\pi(r_i+\delta_x^0)l\delta dx=$$

$$= \frac{\mu_0}{2} \int_0^1 \frac{I^2}{4\pi^2 (r_i + \delta x)^2} x^2 . 2\pi (r_i + \delta x)\, l\delta dx,$$

în care: H este dat de relaţia (22) pentru $t \to \infty$.

În cazul tubului cu pereţi subţiri ($\delta \ll r_i$) şi $r_i + \delta x \approx r_i$, se obţine:

$$W_{m\infty} = \frac{I^2 \mu_0 l\delta}{4\pi r_i} \int_0^1 x^2\, dx = \frac{I^2 \mu_0 l\delta}{12\pi r_i},$$

expresie identică cu rezultatul din relaţia (28).

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, E.D.P. 1972.

[2] *Constantinescu, E.* Calculul efectului pelicular şi determinarea stabilităţii termice a conductorilor cilindrici masivi la curenţi de şoc. Academia R.P.R. Buletinul ştiinţific, Secţiunea ştiinţe tehnice şi chimice, tomul **IV**, nr. 3–4, 1952, p. 255–270.

[3] *Hannakam, L.* Berechung der transienten Stromverteilung im zylindrischen Massivleiter In: ETZ–A, **91**, 1970, H.1, p. 50–54.

[4] *Morgan, V. T.* Rating of conductors for short duration currents. In: Proc. IEE, vol. **118**, No. 3/4, March/April 1971, p. 555–570.

[5] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin. In: Electrotehnica **18**, nr. 4, 1970, p. 117–156.

[6] *Iahnke-Emde-Lösch.* Tafeln höherer Funktionen, B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart, 1960.

[7] *Rijik, I. M., Gradstein, I. S.* Tabele de integrale. Sume, serii şi produse, Bucureşti, Ed. tehnică, 1955.

[8] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. In: Electrotehnica **18**, nr. 5, 1970, p. 160–166.

[9] *Hortopan, V.* Teză de doctorat, IPB 1970.

Intrat în redacţie la 1.IX.1975

CZ 621.316.1 : 62.011.56

SCHEME DE ÎNCERCARE
REGIM CAPACITIV
ÎNTRERUPTOARE J. T.
CALCULATOR ANALOGIC

Analiza unor procese tranzitorii din reţele electrice cu ajutorul calculatorului analogic

MIMI SASU, GH. OARGA, M. CHECIULESCU* — Bucureşti

1. Prezentarea problemei

Dezvoltarea sistemului electroenergetic naţional implică echiparea corespunzătoare a consumatorilor şi a reţelelor de distribuţie cu instalaţii de îmbunătăţire a factorului de putere pentru joasă şi medie tensiune. Asigurarea performanţelor acestor instalaţii implică studierea în detaliu a comportării în regim capacitiv a întreruptoarelor de joasă şi medie tensiune.

În urma lucrărilor de cercetare întreprinse la ICPE se află în fabricaţie la întreprinderea Electrotehnica o serie de echipamente tipizate pentru bateriile de joasă şi medie tensiune, bazate pe concepţie proprie [1], [2] şi componente fabricate în ţară.

Stabilirea performanţelor în regim capacitiv a întreruptoarelor de joasă tensiune, fabricate la întreprinderea Electroaparataj Bucureşti şi a întreruptoarelor de medie tensiune, fabricate la întreprinderea Electroputere–Craiova constitue, în continuare, o preocupare a colectivelor de cercetare de la I.C.P.E., în etapa actuală urmărindu-se cu precădere problemele de detaliu ale instalaţiilor de încercare şi interpretarea unor fenomene speciale.

Lucrarea de faţă se axează pe modelarea, cu ajutorul unui calculator analogic, a schemei de încercare a bateriilor de condensatoare în scopul evidenţierii solicitărilor în regim tranzitoriu şi a corelaţiei acestor solicitări cu parametrii schemei.

2. Schema electrică şi parametrii circuitului de încercare

Studiul sistemelor trifazate cu ajutorul circuitelor echivalente se face lucrînd totdeauna numai pe o fază.

În figura 1 este reprezentată schema electrică principială de funcţionare a bateriilor de condensatoare implantate în reţelele electroenergetice.

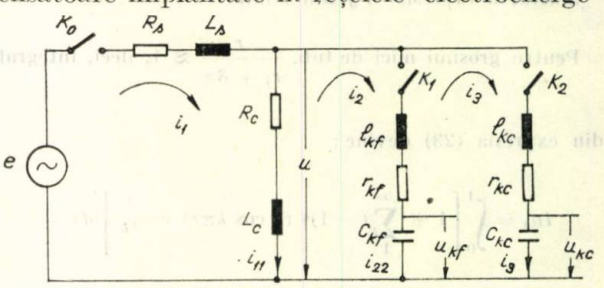


Fig. 1. Schema electrică principială de încercare a bateriilor de condensatoare implantate în reţele electroenergetice.

tice. Ea conţine patru elemente pasive şi şase acumulatoare de energie. Tensiunea „e" aplicată este de forma**:

$$e = \sqrt{2}\, E \sin(\omega t + \psi). \qquad (1)$$

* Dr. ing. *Mimi Sasu* este cercetător ştiinţific principal, *Gheorghe Oarga* este inginer, iar ing. *Mario Checiulescu* este şef de laborator în Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) — Bucureşti.

** Semnificaţia diferitelor notaţii utilizate în lucrare este prezentată în tabelul notaţiilor, la sfîrşitul lucrării.

Schema de încercare are o structură variabilă, comportînd trei modificări de structură, ilustrate schematic în tabelul 1, în funcţie de modul de conectare a întreruptoarelor K_0, K_1 şi K_2. Ea a fost rezolvată într-o serie de variante de calcul, pentru diferite valori ale parametrilor circuitului (rezistenţe, inductanţe, capacităţi). În tabelul 2 sînt prezentate cîteva dintre variantele de calcul studiate.

Tabelul 1

Starea întreruptoarelor din schema electrică.

Timpul	K_0	K_1	K_2	Defazajul	Regimul de funcţionare.
$t=0$	↓	↑	↑	$\psi=0$	I
$t=t_1>T_1$	↓	↓	↑	$\psi=\varphi$	II
$t=t_2>(t_1+T_2)$	↓	↓	↓	$\psi=\delta$	III

În esenţă, figura 1 sintetizează o situaţie curentă din sistemul electroenergetic şi anume compensarea puterii reactive, absorbită de un mare consumator, printr-o baterie de condensatoare cu două sau mai multe trepte, Astfel, sursa „e" reprezintă barele de putere infinită iar „R_s" şi „L_s" sînt parametrii sistemului de alimentare. Consumatorul, sau reţeaua consumatoare sînt reprezentate prin parametrii „R_c" şi „L_c", iar bateria de condensatoare a fost figurată printr-o treaptă considerată „fixă" (care se conectează cu prioritate, rămînînd anclanşată) şi are capacitatea „C_{kf}" şi o treaptă „comutabilă" (care se conectează după ce treapta fixă este anclanşată) şi are capacitatea „C_{kc}".

S-a adoptat această schemă apropiată de situaţiile din exploatare pentru a se putea analiza pe modelul analogic fenomenele tranzitorii care apar în diferite cazuri, funcţie de structura schemei şi valorile parametrilor. În acest fel se pot trage unele concluzii privind schema de încercare a întreruptoarelor destinate bateriilor de condensatoare derivaţie, în spiritul datelor din literatura de specialitate [3], [4].

3. Modelul matematic şi modelarea analogică

Pe baza schemei electrice principiale din figura 1, presupunînd toate întreruptoarele închise, s-a întocmit următorul model matematic :

$$L_s\frac{di_1}{dt}+R_s\,i_1+L_c\frac{d(i_1-i_2)}{dt}+R_c(i_1-i_2)=$$

$$=\sqrt{2}\,E\sin(\omega t+\psi)$$

Tabelul 2

Parametrii circuitului de încercare.

Parametri / Variante	$\frac{L_s\,[H]}{R_s\,[\Omega]}$	$\frac{L_c\,[H]}{R_c\,[\Omega]}$	$\frac{\ell_{kf}\,[H]}{r_{kf}\,[\Omega]}$	$\frac{\ell_{kc}\,[H]}{r_{kc}\,[\Omega]}$	$\frac{C_{kf}\,[F]}{C_{kc}\,[F]}$	Observaţii
1	$\frac{7\cdot10^{-6}}{2{,}4\cdot10^{-3}}$	$\frac{77{,}2\cdot10^{-6}}{24{,}3\cdot10^{-3}}$	$\frac{0{,}02\cdot10^{-3}}{6\cdot10^{-3}}$	$\frac{0{,}04\cdot10^{-3}}{12\cdot10^{-3}}$	$\frac{41\cdot10^{-3}}{20{,}5\cdot10^{-3}}$	$E=310\,V$ $\varphi=0\,;\ \frac{\pi}{6}\,;\ \frac{\pi}{3}\,;\ \frac{\pi}{2}$ $\delta=0$
2	$\frac{7\cdot10^{-6}}{2{,}4\cdot10^{-3}}$	$\frac{77{,}2\cdot10^{-6}}{24{,}3\cdot10^{-3}}$	$\frac{0{,}02\cdot10^{-3}}{0}$	$\frac{0{,}04\cdot10^{-3}}{0}$	$\frac{41\cdot10^{-3}}{20{,}5\cdot10^{-3}}$	Fără rezistenţe la limitare
3	$\frac{7\cdot10^{-6}}{2{,}4\cdot10^{-3}}$	$\frac{77{,}2\cdot10^{-6}}{24{,}3\cdot10^{-3}}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{41\cdot10^{-3}}{20{,}5\cdot10^{-3}}$	Fără inductanţe şi rezistenţe de limitare.
4	$\frac{0}{0}$	$\frac{77{,}2\cdot10^{-6}}{24{,}3\cdot10^{-3}}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{41\cdot10^{-3}}{20{,}5\cdot10^{-3}}$	Cu pierderi neglijabile în reţea.
5	$\frac{0}{0}$	$\frac{\infty}{\infty}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{0}{0}$	$\frac{41\cdot10^{-3}}{20{,}5\cdot10^{-3}}$	Cu pierderi neglijabile în reţea şi consumator neglijabil.

$$l_{kf}\frac{d(i_2-i_3)}{dt}+r_{kf}(i_2-i_3)+\frac{1}{C_{kf}}\int(i_2-$$

$$-i_3)\,dt-L_c\frac{d(i_1-i_2)}{dt}-R_c(i_1-i_2)=0$$

$$l_{kc}\frac{di_3}{dt}+r_{kc}\,i_3+\frac{1}{C_{kc}}\int i_3\,dt-l_{kf}\frac{d(i_2-i_3)}{dt}-$$

$$-r_{kf}(i_2-i_3)-\frac{1}{C_{kf}}\int(i_2-i_3)\,dt=0$$

$$u=L_c\frac{d(i_1-i_2)}{dt}+R_c(i_1-i_2)$$

$$u_{kf}=\frac{1}{C_{kf}}\int(i_2-i_3)\,dt$$

$$u_{kc}=\frac{1}{C_{kc}}\int i_3\,dt \qquad (2)$$

$$i_{11}=i_1-i_2$$

$$i_{22}=i_2-i_3$$

$$J_1=\int_0^{t_3} i_{22}^2\,dt$$

$$I_2=\int_0^{t_3} i_3^2\,dt,$$

cu următoarele condiții inițiale, la $t=0$:

$$i_1(0)=0\,;\quad i_2(0)=0\,;\quad i_3(0)=0. \qquad (3)$$

Sistemul de ecuații (2) este un sistem mixt, care conține atît ecuații integro-diferențiale, cît și ecuații algebrice. În vederea rezolvării lui pe un calculator analogic trebuie să se efectueze anumite transformări de scară, de timp și de amplitudine, necesare pentru încadrarea fenomenului studiat în domeniul de lucru al calculatorului analogic. Dacă se folosesc transformări de scară de forma:

$$\tau=\alpha t \qquad \bar{i}=\beta i \qquad \bar{u}=\gamma u \qquad (4)$$

și se utilizează, pentru simplificarea scrierii, operatorii:

$$p=\frac{d}{d\tau}\,;\quad \frac{1}{p}=\int d\tau, \qquad (5)$$

rezultă în final următorul model matematic pentru calculator:

$$p\bar{i}_1=a_0\sin(\nu\tau+\psi)+a_1p\bar{i}_2-a_2\bar{i}_1-a_3(\bar{i}_1-\bar{i}_2)$$

$$p\bar{i}_2=-a_4\bar{u}_{kf}+a_5p\bar{i}_1+a_6(\bar{i}_1-\bar{i}_2)+a_7p\bar{i}_3+a_8(\bar{i}_2-\bar{i}_3)$$

$$p\bar{i}_3=a_9u_{kf}-a_{10}\bar{u}_{kc}+a_{11}p\bar{i}_2+a_{12}(\bar{i}_2-\bar{i}_3)-a_{13}\bar{i}_3$$

$$\bar{u}_{kf}=a_{14}\frac{\bar{i}_2-\bar{i}_3}{p}$$

$$\bar{u}_{kc}=a_{15}\frac{\bar{i}_3}{p}$$

$$\bar{u}=a_{16}(\bar{i}_1-\bar{i}_2)+a_{17}p(\bar{i}_1-\bar{i}_2) \qquad (6)$$

$$\bar{i}_{11}=\bar{i}_1-\bar{i}_2$$

$$\bar{i}_{22}=\bar{i}_2-\bar{i}_3$$

$$\bar{J}_1=a_{18}\int_0^{\tau_3}\bar{i}_{22}^2\,d\tau$$

$$\bar{J}_2=a_{19}\int_0^{\tau_3}\bar{i}_3^2\,d\tau.$$

Coeficienții $a_0, a_1, \ldots, a_{19}$ sînt funcții de parametrii circuitului și de transformările de scară utilizate.

Pe baza modelului matematic (6) s-a întocmit schema de modelare prezentată în figura 2. În afară de blocuri de calcul liniare de tip integrator, sumator și integrator, schema de modelare conține și două elemente neliniare de ridi-

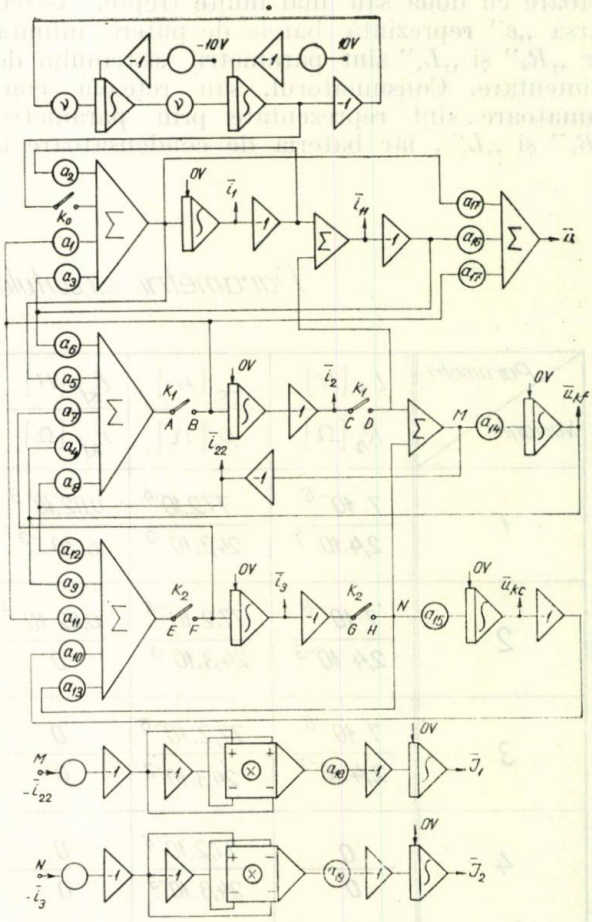


Fig. 2. Schema de modelare a circuitului de încercare.

care la pătrat, pentru obținerea energiilor specifice acumulate în elementele rezistive ale treptelor bateriilor de condensatoare C_{kf} și C_{kc}.

Calculatorul analogic folosit este de tip *MEDA* 81 *T*. Pentru simularea modificărilor de structură din schema electrică reală s-a realizat o schemă de comandă, cu ajutorul unor blocuri speciale numite comparatoare, notate simbolic în figura 2 prin K_1 și K_2. S-a reușit, astfel, să se obțină o trecere fără discontinuități de la un regim de funcționare la altul, după stabilirea regimului permanent corespunzător și în momentul cînd defazajele φ și γ au anumite valori impuse.

4. Rezultatele obținute pe calculatorul analogic

Modelul matematic și schema de modelare prezentate mai înainte corespund cazului general ilustrat de circuitul de încercare din figura 1, în varianta de calcul 1 (tab. 2). Celelalte variante de calcul din tabelul 2 pot fi considerate drept cazuri particulare ale cazului general și anume :

— varianta 2 : $r_{kf} = 0$; $r_{kc} = 0$;

— varianta 3 : r_{kf}, $l_{kf} = 0$; r_{kc}, $l_{kc} = 0$;

— varianta 4 : R_s, $L_s = 0$; r_{kf}, $i_{kf} = 0$; r_{kc}, $l_{kc} = 0$;

— varianta 5 : R_s, $L_s = 0$; R_c, $L_c = 0$; r_{kf}, $l_{kf} = 0$; r_{kc}, $l_{kc} = 0$.

Pentru fiecare dintre aceste cazuri particulare a fost necesar să se stabilească un alt model matematic și, în mod corespunzător, o schemă de modelare analogică distinctă. În cele ce urmează, se vor analiza rezultatele de calcul obținute, începînd cu cazurile particulare.

Cu privire la variantele de calcul 4 și 5 s-a stabilit, cu ajutorul calculatorului analogic, faptul că nu are importanță ordinea în care se conectează treptele bateriei de condensatoare C_{kf} și C_{kc} — ceea ce este explicabil teoretic întrucît, sursa fiind considerată ideală ($R_s = 0$; $L_s = 0$), ea poate genera practic un curent infinit.

Analizînd rezultatele de calcul obținute în varianta 3, pentru diferite momente de anclanșare a întreruptorului K_1, respectiv pentru $\varphi = 0$; $\pi/6$; $\pi/3$ și $\pi/2$, s-a constatat apariția unor vîrfuri de curent de valori importante la treapta fixă de condensatoare C_{kf}, îndeosebi în cazul unui defazaj $\varphi = \pi/3$.

Pentru reducerea solicitării întreruptorului K_1 în regim tranzitoriu este necesar, deci, ca în schema de încercare să se introducă o inductanță de limitare l_{kf} în serie cu capacitatea C_{kf}. Pe de altă parte, este indicat să se ia măsuri de limitare și a curenților prin treapta comutabilă de condensatoare C_{kc}, prin introducerea unei inductanțe de limitare l_{kc} în serie cu capacitatea C_{kc}, în scopul reducerii solicitării întreruptorului K_2 — în eventualitatea inversării ordinei de anclanșare a întreruptoarelor K_1 și K_2. În acest mod s-a ajuns la schema de încercare din varianta 2.

Așa cum s-a stabilit cu ajutorul calculatorului analogic, utilizarea circuitului de încercare din figura 1, în varianta 2 de calcul, nu este însă indicată, întrucît apar regimuri oscilante, datorate elementelor l_{kf}, C_{kf} și l_{kc}, C_{kc} — care

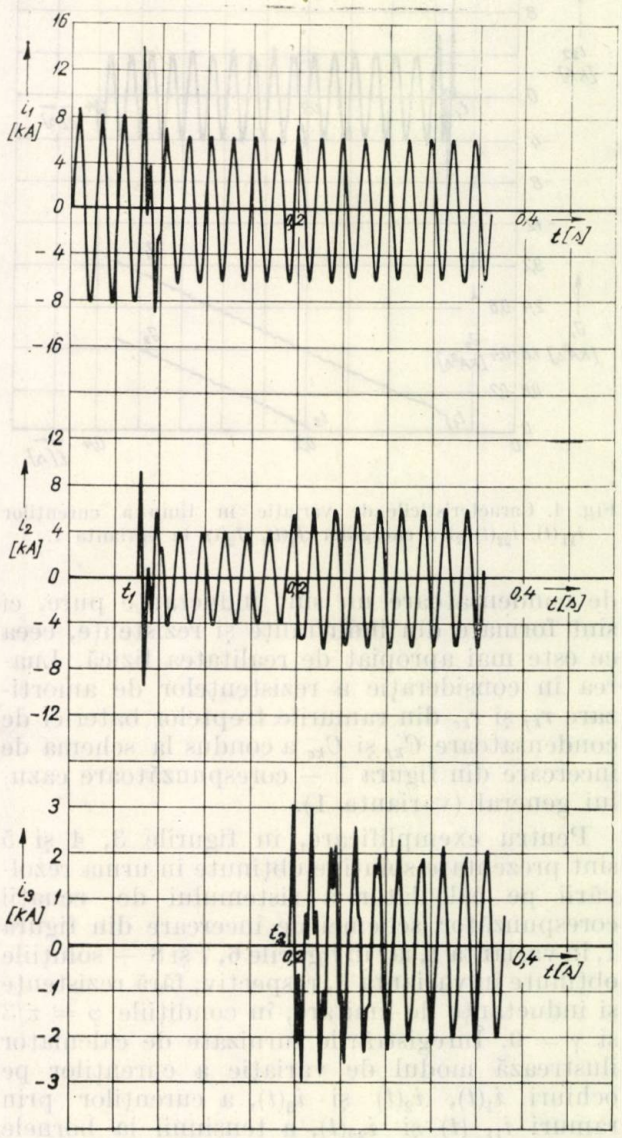


Fig. 3. Caracteristicile de variație în timp a curenților $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$ în varianta 1.

se suprapun peste fenomenul principal și, în plus, o extindere substanțială a regimurilor tranzitorii. Pentru evitarea acestor oscilații s-a presupus atunci că elementele de limitare conectate în serie cu treptele bateriei

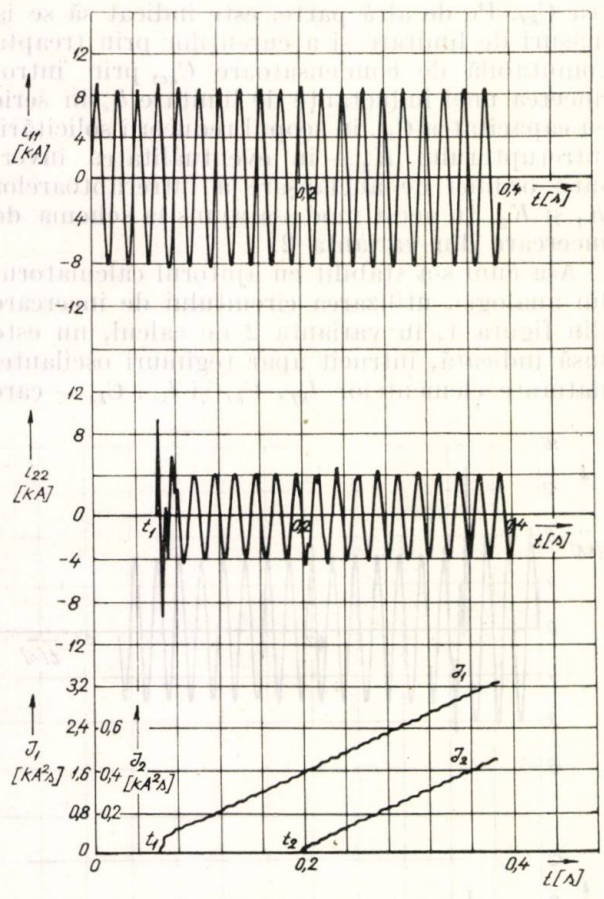


Fig. 4. Caracteristicile de variație în timp a curenților $i_{11}(t)$, $i_{22}(t)$ și a energiilor $J_1(t)$, $J_2(t)$ în varianta 1.

de condensatoare nu sînt inductanțe pure, ci sînt formate din inductanțe și rezistențe, ceea ce este mai apropiat de realitatea fizică. Luarea în considerație a rezistențelor de amortizare r_{kf} și r_{kc} din ramurile treptelor bateriei de condensatoare C_{kf} și C_{kc} a condus la schema de încercare din figura 1 — corespunzătoare cazului general (varianta 1).

Pentru exemplificare, în figurile 3, 4 și 5 sînt prezentate soluțiile obținute în urma rezolvării pe calculator a sistemului de ecuații corespunzător schemei de încercare din figura 1, în varianta 1, iar în figurile 6, 7 și 8 — soluțiile obținute în varianta 3, respectiv, fără rezistențe și inductanțe de limitare, în condițiile $\varphi = \pi/3$ și $\gamma = 0$. Înregistrările furnizate de calculator ilustrează modul de variație a curenților pe ochiuri $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$, a curenților prin ramuri $i_{11}(t)$ și $i_{22}(t)$, a tensiunii la bornele rețelei consumatoare $u(t)$, a tensiunii la bornele capacității fixe $u_{kf}(t)$, a tensiunii la bornele capacității comutabile $u_{kc}(t)$, precum și modul de variație în timp a energiilor termice specifice din ramurile derivație, $J_1(t)$ și $J_2(t)$.

Procedînd la o analiză cantitativă a fenomenelor în diverse variante de calcul, s-au măsurat valorile de vîrf ale curenților prin principalele ramuri ale schemei și valorile de vîrf ale tensiunilor la bornele condensatoarelor bateriei, analizîndu-se comparativ rezultatele obținute. A rezultat astfel că regimurile tranzitorii, care apar la conectarea întreruptoarelor K_1 și K_2, depind în mare măsură de parametrii schemei de încercare, în principiu de elementele conectate în serie cu bateriile de condensatoare (r_{kf}, l_{kf} și r_{kc}, l_{kc}).

Astfel, din diagramele prezentate în această lucrare, pentru variantele de calcul 1 și 3, corespunzătoare valorilor parametrilor circuitului, indicate în tabelul 2, rezultă că rezistența și inductanța conectate în serie cu treapta fixă de condensatoare C_{kf} au un efect de limitare a șocurilor de curent prin această treaptă.

În cazul treptei comutabile de condensatoare C_{kc}, efectul de limitare se face simțit numai în cazul inversării ordinei de anclanșare a întreruptoarelor K_1 și K_2. Acest lucru este normal deoarece, așa cum se vede și din exemplele prezentate, în cazul absenței elementelor de limitare, apariția unui regim tranzitoriu

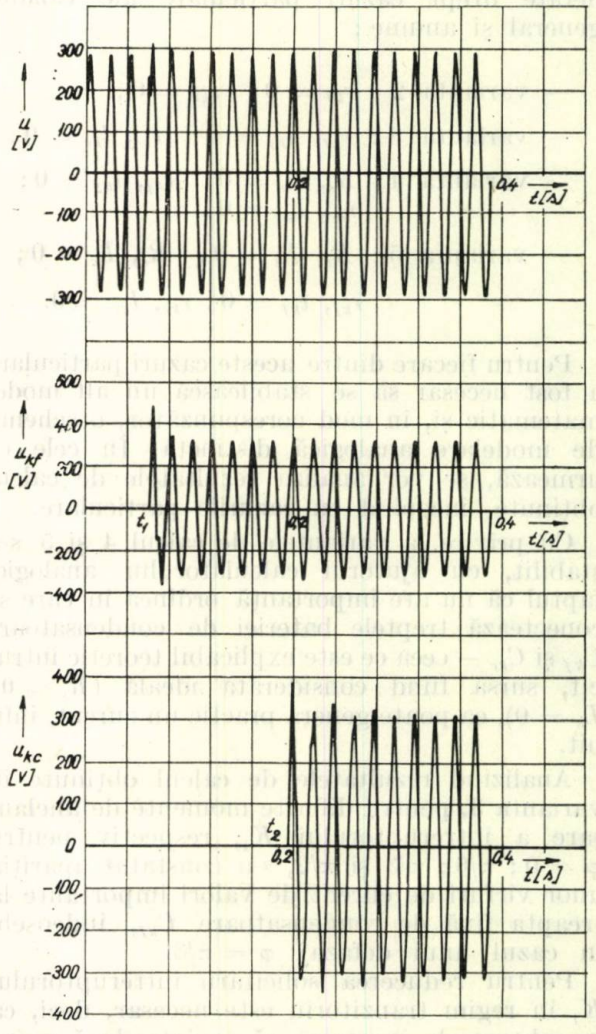


Fig. 5. Caracteristicile de variație în timp a tensiunilor $u(t)$, $u_{kf}(t)$ și $u_{kc}(t)$ în varianta 1.

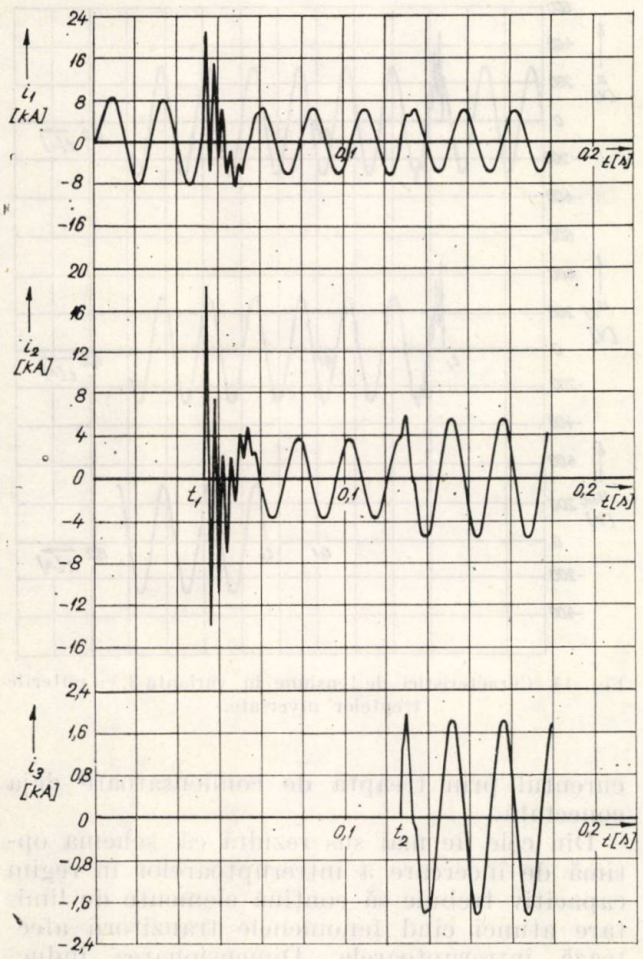


Fig. 6. Caracteristici de curent în varianta 3.

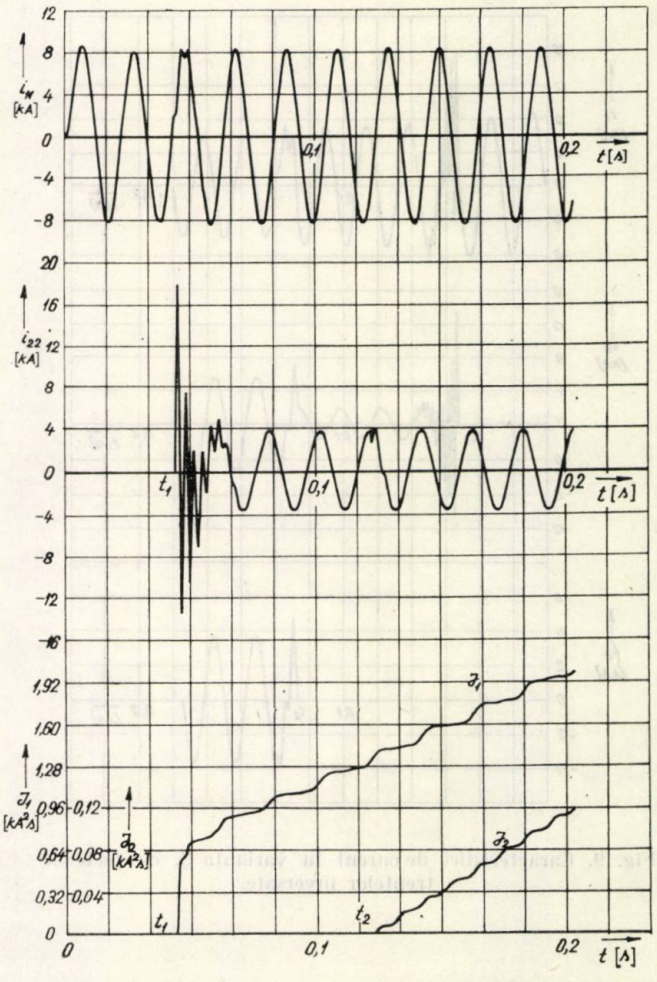


Fig. 7. Caracteristici de curent și energie în varianta 3.

net este legată numai de conectarea primei trepte de condensatoare, în timp ce conectarea treptei a doua de condensatoare are loc practic fără producerea unui regim tranzitoriu pentru curentul din treapta respectivă. Prevederea ambelor trepte de condensatoare cu elemente de limitare este însă necesară, după cum s-a mai menționat, tocmai pentru a asigura funcționarea în bune condițiuni a schemei de încercare, independent de ordinea de conectare a treptelor în circuitul de încercare.

Pentru a ilustra influența bateriei de condensatoare asupra solicitării întreruptoarelor, în figurile 9, 10 și 11 sînt prezentate soluțiile obținute în cazul inversării valorilor capacităților C_{kf} și C_{kc}, celelalte condiții de încercare fiind identice celor corespunzătoare înregistrărilor din figurile 6, 7 și 8 (fără elemente de limitare). Din compararea acestor diagrame rezultă că solicitarea în regim tranzitoriu a întreruptoarelor K_1 și K_2 este mai pronunțată în cazul inversării treptelor ($C_{kf} < C_{kc}$). Pe de altă parte, din analiza caracteristicilor de curent prezentate se vede că, la conectarea unei noi trepte de condensatoare, este afectat

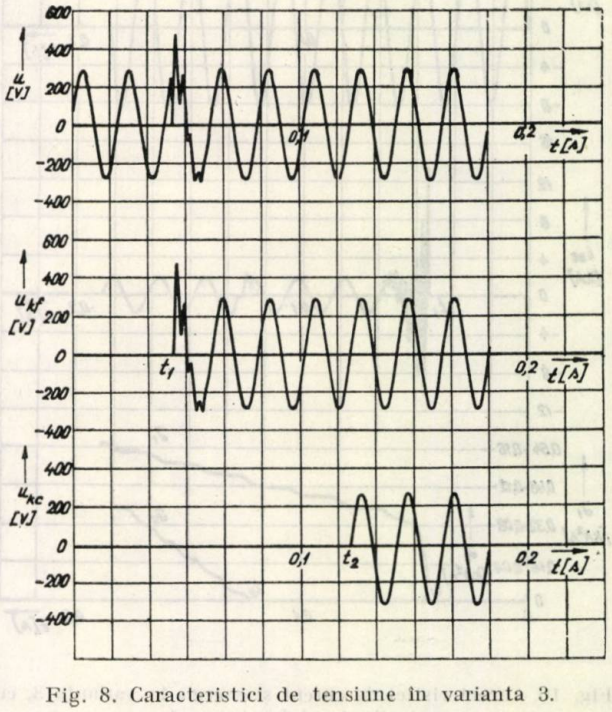


Fig. 8. Caracteristici de tensiune în varianta 3.

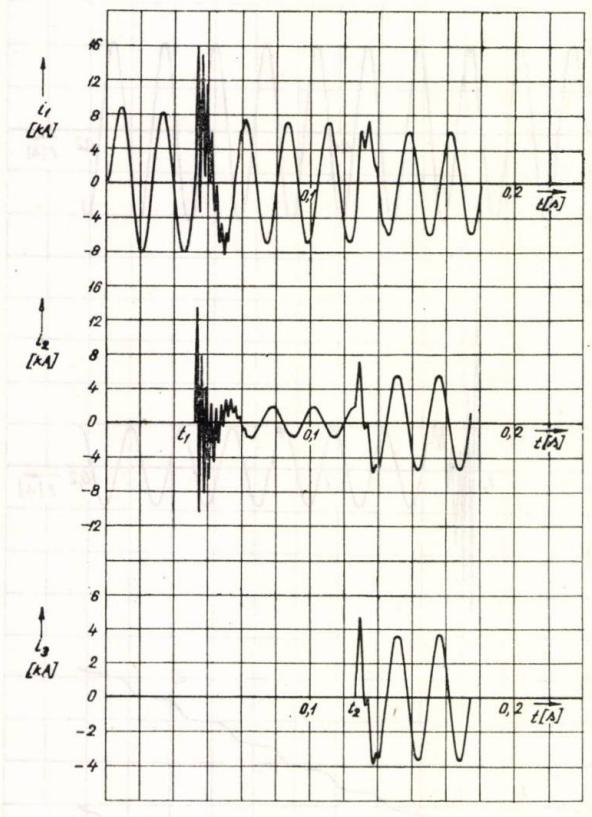


Fig. 9. Caracteristici de curent în varianta 3, cu puterile treptelor inversate.

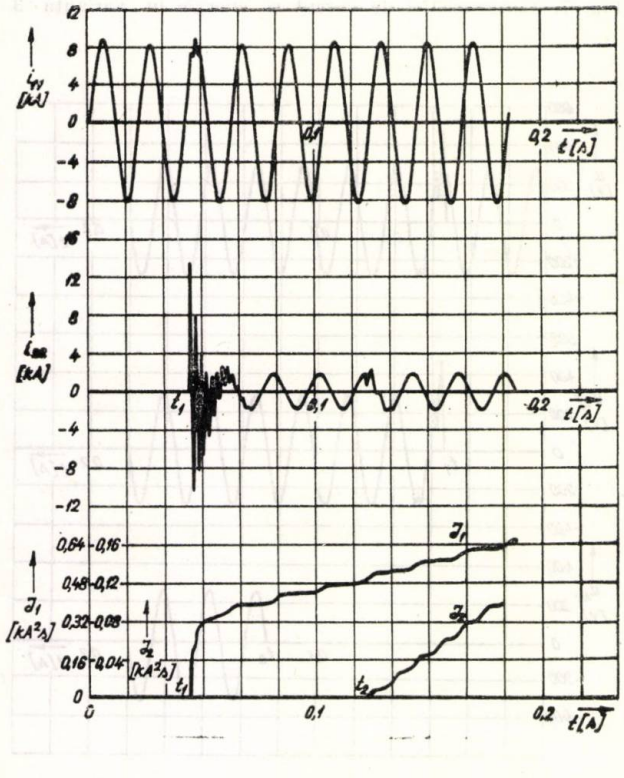


Fig. 10. Caracteristici de curent și energie în varianta 3, cu puterile treptelor inversate.

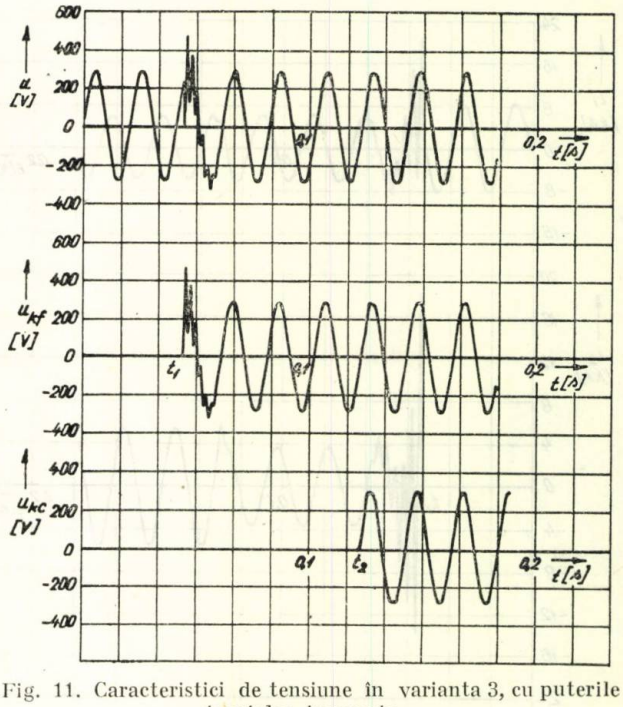


Fig. 11. Caracteristici de tensiune în varianta 3, cu puterile treptelor inversate.

curentul prin treapta de condensatoare deja conectată.

Din cele de mai sus rezultă că schema optimă de încercare a întreruptoarelor în regim capacitiv trebuie să conțină elemente de limitare atunci cînd fenomenele tranzitorii afectează întreruptoarele. Dimensionarea inductanțelor de limitare și a rezistențelor de amortizare trebuie să se facă astfel încît să se evite apropierea de rezonanță a ramurilor care conțin aceste elemente în serie cu treptele bateriei de condensatoare. În caz contrar, efectul de limitare dispare complet și este posibil chiar să apară vîrfuri de curent mai mari decît în schema de încercare la care întreruptoarele sînt înseriate direct cu condensatoarele, fără elemente de limitare [5].

5. Concluzii

a) Modelarea circuitului de încercare a bateriei de condensatoare, realizată pe calculatorul analogic, permite studierea unei diversități mari de cazuri de solicitări în regim tranzitoriu și în regim staționar a întreruptoarelor utilizate la comutarea treptelor bateriei de condensatoare derivație în diferite condiții de exploatare.

b) Valorile luate în considerație pentru anumite circuite de încercare reprezentative permit delimitarea unor domenii de studiu, respectiv a unor variante de calcul cu diverși parametri și, implicit, stabilirea unor concluzii de ordin calitativ și cantitativ privind influența parametrilor circuitului de încercare asupra fenomenelor tranzitorii din circuit.

c) În cazul conectării succesive a două trepte de condensatoare în schema de încercare, conectarea primei trepte de condensatoare conduce la apariția unui regim tranzitoriu, amplitudinile vîrfurilor de curent prin treapta respectivă fiind dependente de momentul conectării ei în circuit. Conectarea celei de a doua trepte de condensatoare, după ce prima treaptă e deja conectată în circuit, are loc practic fără producerea unui regim tranzitoriu pentru curentul din treapta a doua de condensatoare, independent de momentul conectării ei.

d) Deoarece ordinea de conectare a treptelor de condensatoare poate fi inversată, este necesar, acolo unde e cazul, ca ambele trepte de condensatoare să fie prevăzute cu elemente de limitare, formate din inductanțe și rezistențe de amortizare, care să permită limitarea curenților în regim tranzitoriu, precum și scurtarea duratei regimurilor tranzitorii. Modelările efectuate cu ajutorul calculatorului analogic permit stabilirea unor valori optime pentru elementele de limitare, care să asigure protecția întreruptoarelor de joasă tensiune la funcționarea în regim capacitiv.

NOTAȚII FOLOSITE

R_s, L_s — parametrii sistemului de alimentare;
R_c, L_c — parametrii rețelei consumatoare;
C_{kf} — capacitatea treptei fixe;
C_{kc} — capacitatea treptei comutabile;
l_{kf}, l_{kc} — inductanțe de limitare;
r_{kf}, r_{kc} — rezistențe de amortizare;
K_0, K_1, K_2 — întreruptoare;
e — valoarea instantanee a tensiunii sursei aplicate circuitului bateriei;
E — valoarea eficace a tensiunii sursei;
Ψ — faza tensiunii sursei la momentul $t = 0$;
φ — faza tensiunii sursei la momentul $t = t_1$;
γ — faza tensiunii sursei la momentul $t = t_2$;
T_1 — timpul necesar pentru stabilirea regimului permanent după conectarea întreruptorului K_0 (regimul *I*);
T_2 — timpul necesar pentru stabilirea regimului permanent după conectarea întreruptorului K_1 (regimul II);
T_3 — timpul necesar pentru stabilirea regimului permanent după conectarea întreruptorului K_2 (regimul III);
t_1 — timpul cît schema lucrează în regimul I: $t_1 \geqslant T_1$
t_2 — timpul cît schema lucrează în regimurile I și II: $t_2 \geqslant (t_1 + T_2)$;
t_3 — timpul cît schema lucrează în regimurile I, II și III: $t_3 \geqslant (t_2 + T_3)$;
u — tensiunea la bornele rețelei consumatoare;
u_{kf} — tensiunea la bornele capacității fixe;
u_{kc} — tensiunea la bornele capacității comutabile;
J_1, J_2 — energiile termice din ramurile derivație, raportate la unitatea de rezistență.

Bibliografie

[1] *Checiulescu, M.* Moderne, Automatisierte. Austrüstungen für Kondensatorenanlagen, zur Verbesserung des Leistungsfaktors. Conferință tehnică la TIB — 1970.
[2] *Mitu, I., Checiulescu, M., Balter, H.* Echipamente tipizate pentru bateriile de condensatoare derivație de 380 V (prototipuri omologate), ICPE, Contr. 103/71, mai 1973.
[3] * * * Disjoncteurs à courant alternatif à haute tension. In: CEI, Publication 56—4, III ed., 1972, pag. 90.
[4] *Seidel, St.* ș.a. Condensatoare în electroenergetică. București, Ed. tehnică, 1966, 502 pag.
[5] *Sasu, M., Checiulescu, M.* Studiul pe calculator analogic a unor procese tranzitorii în rețelele electroenergetice. Comunicare prezentată la Sesiunea științifică jubiliară a cadrelor didactice, Universitatea Brașov, 15—17 februarie, 1974.

Intrat în redacție la 1.VIII.1975

CZ 621.314.2 ; 621.315.61

TRANSFORMATOARE
SERII UNITARE
NIVEL DE ZGOMOT
IZOLAȚII

Zgomotul transformatoarelor și modul de variație a lui în cadrul seriilor unitare

NĂSTASE BICHIR* — București

Creșterea numărului stațiilor și punctelor de transformare în raza zonelor locuite, a condus nu numai la satisfacerea unor nevoi de ordin social și economic, dar și la apariția unui efect mai puțin dorit, poluarea sonoră. Această problemă, alături de celelalte pe care le include noțiunea de poluare a mediului în care trăim, este acum la ordinea zilei, numeroasele cercetări ce se desfășoară în marile laboratoare, propunîndu-și reducerea nivelului de zgomot al echipamentelor.

Pe plan internațional, în ultimii ani, realizarea transformatoarelor silențioase sau reducerea zgomotului produs de ele au trecut pe prim plan. La noi, nu s-a dat o atenție deosebită zgomotului produs de transformatoare, dar, se impune ca întreprinderile constructoare de transformatoare, pe de o parte, și întreprinderile de distribuție a electricității cu specialiștii

* Dr. ing. *N.I. Bichir* este șef de lucrări la Catedra de mașini electrice din cadrul Institutului politehnic din București

din domeniul arhitecturii și sistematizării, pe de altă parte, să înscrie această chestiune printre preocupările majore [1], [2]. Ea este impusă atît de necesitatea reducerii nivelului de poluare fonică, cît și de realizarea unor transformatoare care să satisfacă pretențiile pieților externe.

Cunoașterea cu exactitate a cauzelor și a surselor de zgomot, precum și a metodelor adecvate de măsură și analiză a zgomotului, sînt elemente care stau la baza studiilor pentru realizarea de transformatoare silențioase. În cele ce urmează, după indicarea cauzelor zgomotului transformatoarelor, se stabilește modul de variație a nivelului de zgomot la transformatoarele din cadrul seriilor unitare, introducîndu-se noțiunea de transformatoare echivalente din punct de vedere acustic. Raționamentele din cadrul lucrării pot sta la baza normalizării limitelor pentru zgomotul transformatoarelor.

1. Cauzele zgomotului transformatoarelor

Zgomotul transformatoarelor se datorește magnetostricțiunii circuitului magnetic, forțelor de natură magnetică care iau naștere la îmbinările tolelor, particularităților constructive ale consolidării și fixării miezului, cum și rezonanței mecanice a acestor elemente. În afara acestor cauze, nu se pot neglija influențele pe care le pot avea suporții și sistemul de așezare în cuvă a părții decuvabile și volumul cuvei.

Alte surse cu caracter nepermanent întîlnite în special, la transformatoarele mari, sînt ventilatoarele și pompele de ulei utilizate pentru forțarea răcirii și comutatoarele de reglaj sub sarcină.

Dintre sursele de zgomot indicate, întreaga literatură de specialitate consideră că sursa principală o constituie vibrațiile miezului, ca urmare a magnetostricțiunii, care depinde atît de inducție, cît și de o serie de parametri fizici și structurali ai tolelor [3—5].

Pentru explicarea producerii oscilațiilor circuitului magnetic, alungirile magnetostrictive se consideră ca rezultate în urma acțiunii unor forțe [6], [7]; implicit, aceste forțe vor depinde de valorile instantanee ale inducțiilor magnetice din fiecare coloană și fiecare jug. În cazul miezurilor trifazate cu trei coloane, forțele echivalente alungirilor conduc la deformări, care, în ipoteza îmbinărilor rigide între coloane și juguri, pot avea una din formele caracteristice de oscilație din figura 1 [7], [8].

Dacă frecvența de excitație coincide cu una din frecvențele proprii ale acestei structuri, atunci poate apare fenomenul de rezonanță, cu consecințele corespunzătoare asupra zgomotului transformatorului și chiar a duratei lui de viață.

Vibrațiile circuitului magnetic sînt transmise cuvei prin intermediul uleiului și al elementelor care asigură fixarea părții decuvabile în cuvă. În final, zgomotul transformatorului este radiat de cuvă și de elementele sale componente, toate excitate de oscilațiile circuitului magnetic. Deci, nu se poate neglija influența pe care o are forma constructivă, în ansamblu a transformatorului și nici modul de montare a lui în stația de transformare [8—10].

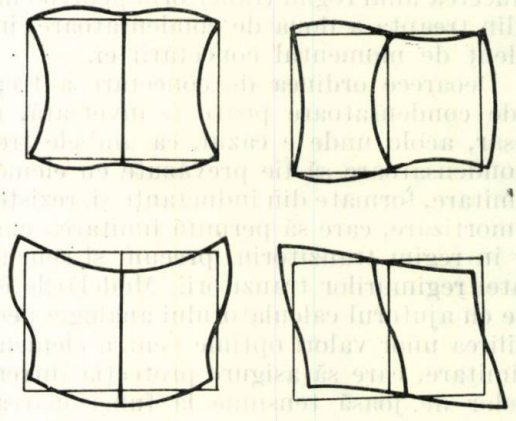


Fig. 1. Forme de oscilații proprii ale miezurilor transformatoarelor trifazate, în ipoteza colțurilor rigide.

Sînt cazuri cînd și celelalte surse de zgomot, în condiții speciale, pot deveni predominante. Astfel, variațiile locale ale permeabilității magnetice, provocate de fluctuația repartiției cristalelor, a inegalităților de grosime și a neplaneității tolelor, conduc la saturații locale și la formarea de fluxuri transversale. Fluxuri transversale mai apar și în zonele de îmbinare ale coloanelor cu jugurile, datorită întrefierurilor. Aceste fluxuri produc forțe de atracție între tolele vecine și, în cazul unei strîngeri insuficiente, sînt susceptibile de a produce vibrații locale ale tolelor prin lovire între ele [3], [5], [9].

În afara eforturilor transversale, în tole se mai exercită și forțe magnetice longitudinale, în zona întrefierurilor. Acțiunea acestor forțe se adaugă la cea datorită magnetostricțiunii [3], [11], [12].

Avînd în vedere cele de mai sus, este foarte dificil de a evalua ponderea acestor surse de zgomot față de cea produsă prin magnetostricțiune, deoarece ele depind în mare măsură de structura și dimensiunile circuitului magnetic.

Frecvența fundamentală a vibrațiilor miezului, vibrații provocate de magnetostricțiune, este egală cu dublul frecvenței rețelei de alimentare. În afară de unda fundamentală mai apar și componente ale alungirilor magnetostrictive ale miezurilor, cu frecvențe care sînt multipli ai dublului frecvenței rețelei și care contribuie la întreținerea vibrațiilor de diferite frecvdnțe [14], [15]. Măsurătorile de zgomot care s-au făcut la numeroase transformatoare

[13], [15], [16], cu aparatură care ponderează sunetele cu frecvențe joase pentru a ține cont de sensibilitatea urechii, au arătat că unele armonici ale fundamentalei vibrațiilor miezului, deși mai mici ca intensitate, au pondere mai mare la zgomotul global decît fundamentala. Dacă, întîmplător, se adaugă o rezonanță mecanică a elementelor cuvei sau a miezului, cu una din armonici, atunci nu mai este valabilă nici o afirmație prealabilă referitoare la zgomotul transformatorului.

Rezonanțele elementelor cuvei, în general, pot fi îndepărtate chiar ulterior, la transformatoarele finite, în timp ce rezonanța miezului nu mai poate fi modificată ulterior, ducînd la o ridicare a nivelului zgomotului global [8], [16]. În acest caz, soluția cea mai economică de reducere a zgomotului rămîne o nouă construcție care trebuie să evite rezonanța, iar pentru produsul zgomotos trebuie să se utilizeze metode de atenuare în locul de montaj [10], [17], [18].

2. Echivalarea transformatoarelor din punct de vedere acustic

Problema stabilirii unei legi de variație a nivelelor de zgomot la seriile de transformatoare s-a pus odată cu stabilirea limitelor maxime pentru aceste nivele [20], [24].

Considerînd magnetostricțiunea drept sursa principală de zgomot, variația nivelului puterii acustice la o serie de transformatoare, care au aceeași treaptă de izolație, adică aceeași tensiune de încercare, se estimează cu o relație de forma [3], [5], [21]:

$$L = a \lg S + b, \qquad (1)$$

în care: S este puterea transformatorului, iar a și b sînt constante care depind de forma constructivă a transformatoarelor din cadrul unei serii unitare.

Dar la putere dată, dimensiunile transformatorului depind, în mare măsură de izolația pentru înaltă tensiune, funcție de care se stabilesc atît izolația conductoarelor, cît și celelalte distanțe de izolație. Avîndu-se în vedere și acest lucru, rezultă că nivelele de zgomot ale transformatoarelor unei serii unitare diferă în funcție de puterea lor și de nivelul de izolație a înfășurării de înaltă tensiune. Asta ar însemna că transformatoarele care au aproximativ aceleași dimensiuni ale circuitului magnetic, dar puteri și trepte ale tensiunilor înalte diferite, să fie considerate echivalente din punct de vedere acustic, radiind aceeași putere acustică. Deci, între puterile S_i și S_{i+1} a două transformatoare echivalente din punct de vedere acustic, există o relație de forma:

$$S_i(U_i) = \alpha S_{i+1}(U_{i+1}), \qquad (2)$$

unde: U_i și U_{i+1} sînt tensiunile nominale ale înfășurărilor de înaltă tensiune și care aparțin la două nivele de izolație. În baza celor arătate mai sus, dacă $U_{i+1} > U_i$ (și transformatoarele sînt echivalente din punct de vedere acustic, adică au circuite magnetice egale), rezultă că factorul de echivalare $\alpha > 1$ și $S_i > S_{i+1}$.

Pe baza datelor de proiectare și a experimentărilor efectuate, s-a stabilit că la o serie unitară cu nivele de izolație corespunzătoare treptelor de tensiune de 63 kV, 90 kV, 150 kV, 225 kV și 380 kV, adică U_{i+1} este treapta imediat superioară lui U_i, factorul de echivalare α din relația (2) are valoarea: $\alpha = 1{,}4$ [4].

Dacă se urmărește echivalarea din punct de vedere acustic a unui transformator de putere S și cu j trepte de tensiune mai sus decît tensiunea de referință U_i, puterea electrică echivalentă S_e va fi:

$$S_e(U_i) = \alpha^j S(U_{i+j}). \qquad (3)$$

Deci, un transformator, cu puterea S și tensiunea înaltă $U_{i+j} = 380$ kV este echivalent din punct de vedere acustic cu un transformator din aceeași serie, la care înalta tensiune corespunde treptei de tensiune de 63 kV și puterea de $(1{,}4)^3 S \simeq 4S$. Dacă în cadrul aceleiași serii se ia ca referință $U_i = 150$ kV, atunci transformatorul de putere S și tensiunea cuprinsă în treapta de tensiune $U_{i+j} = 380$ kV este echivalent din punct de vedere acustic cu un transformator de $(1{,}4)^2 S \simeq 2S$, la tensiunea de 150 kV.

În cadrul seriilor unitare de transformatoare, avîndu-se treptele de tensiune corespunzătoare nivelelor de izolație, se pot face măsurători de zgomot pentru stabilirea factorului de echivalare din relația (2) pentru fiecare treaptă de tensiune U_i și U_{i+1}.

Continuarea experimentărilor începute în cadrul Institutului de cercetare și proiectare-ELECTROPUTERE-Craiova și sistematizarea rezultatelor vor permite determinarea factorilor de echivalare pentru toate seriile de transformatoare fabricate la noi în țară.

3. Predeterminarea nivelelor globale de zgomot la transformatoarele unei serii unitare

Cunoscîndu-se modul de echivalare din punct de vedere acustic a puterilor transformatoarelor cu tensiuni înalte diferite la o singură treaptă de tensiune, se pune problema determinării constantelor a și b din relația (1) pentru fiecare serie geometric asemănătoare. Astfel, avînd datele experimentale la o parte din transformatoarele a două serii constructiv diferite, A și B [4], [13] și ducînd dreptele corespunzătoare valorilor medii ale nivelelor puterilor acustice, așa cum se vede în figura 2, rezultă că relația (1) se poate particulariza

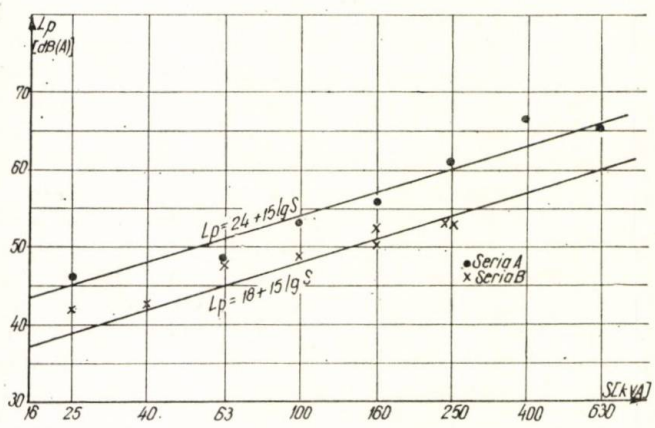


Fig. 2. Date experimentale și liniile medii de variație a nivelelor puterii acustice la transformatoarele din două serii unitare, funcție de puterea lor electrică [4].

avînd $a = 15$ pentru ambele serii, iar $b = 24$ pentru seria A și $b = 18$ pentru seria B. În acest caz, puterea transformatoarelor se ia în kVA (trebuie menționat că lucrînd cu nivelele de putere acustică, acestea sînt mai mari decît cele ale nivelelor de presiune acustică date în normă, cu o valoare care depinde de suprafața echivalentă de măsură [26]).

Pentru celelalte transformatoare ale seriilor A și B asupra cărora nu s-au efectuat încercări, nivelele de zgomot medii se pot estima cu ajutorul figurii 2. Astfel, pentru un transformator de 400 kVA din seria B, nivelul puterii acustice va fi în jurul a 60 dB (A). Acesta a fost cazul transformatoarelor de putere mică, care se încadrau în același nivel de izolație.

În cazul transformatoarelor de mare putere cu nivele de izolație corespunzătoare treptelor de tensiune, indicate mai sus, sau altele, trebuie să se determine puterea electrică echivalentă din punct de vedere acustic la una din treptele de tensiune, utilizînd relația (3).

Practic, cunoscîndu-se nivelele puterilor acustice pentru o parte din seria de transformatoare mari cu o formă constructivă asemănătoare [3], [4], [20] și calculînd puterile lor electrice echivalente din punct de vedere acustic pentru tensiunile înalte raportate la tensiunea de 63 kV, s-a putut trasa dreapta valorilor medii din figura 3 și s-a constatat că $a = 15$, iar $b = 62$.

Puterea transformatoarelor s-a luat în MVA și, unde a fost cazul, s-a raportat la un transformator cu două înfășurări. La transformatoarele cu mai mult de două înfășurări, puterea raportată la două înfășurări se determină făcînd semisuma puterilor nominale ale tuturor înfășurărilor.

Nivelele medii de zgomot pentru celelalte transformatoare ale aceleeași serii constructive se pot determina din figura 3, după ce se calculează cu relația (3) puterea lor echivalentă din punct de vedere acustic pentru tensiunea 63 kV luată ca referință. Astfel, la un transformator de 250 MVA, cu un nivel de izolație corespunzînd treptei de tensiune de 225 kV și o putere echivalentă de 700 MVA, nivelul mediu al puterii acustice este de 104 dB (A). (Puterea echivalentă de 700 MVA s-a determinat cu relația (3) în care s-a luat $\alpha = 1{,}4$, $U_i = 63$ kV, iar $j = 3$ pentru treptele de tensiune date).

O altă problemă mai importantă care s-a pus și la care s-a dat o rezolvare, este aceea a estimării variației nivelului puterii acustice la o serie, chiar din timpul proiectării.

Considerînd că seria se caracterizează prin aceeași formă constructivă a transformatoarelor care o compun și o variație a solicitărilor magnetice și electrice în limite foarte strînse, în acest caz, alungirile specifice magnetostrictive rămîn practic constante, la toată seria, iar nivelul puterii acustice radiate de circuitele magnetice ale transformatoarelor va depinde în principal numai de ariile suprafețelor de radiație [19].

Dacă zgomotul transformatorului se consideră că este numai de natură magnetică, miezul magnetic fiind radiatorul acustic, iar frecvențele de excitație ale miezului nu coincid la nici un transformator al seriei cu frecvențele proprii de oscilație, în baza celor de mai sus rezultă că puterea acustică P este pro-

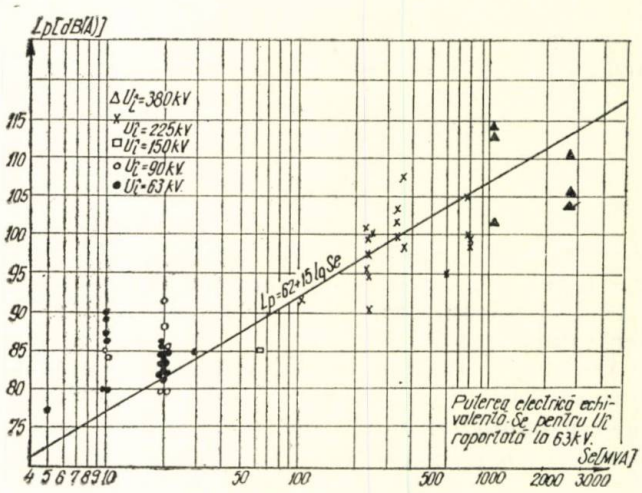


Fig. 3. Date experimentale și linia medie de variație a nivelului puterii acustice la transformatoare geometric asemenea, în funcție de puterea electrică echivalentă din punct de vedere acustic și tensiunea înaltă raportată la 63 kV [4].

porțională cu aria A de radiație a circuitului magnetic :

$$P = kA = k'l^2, \tag{4}$$

unde : l reprezintă o lungime.

Relația (4) particularizată pentru un transformator din cadrul seriei, luat ca bază de

putere acustică P_1 și arie de radiație A_1, considerate cunoscute, se poate scrie relația:

$$\frac{P}{P_1} = \frac{A}{A_1}, \tag{4a}$$

sau sub forma nivelelor de putere acustică:

$$L_P = L_{P_1} + 10 \log \frac{A}{A_1} [\text{dB (A)}]. \tag{5}$$

Relația (5) arată că miezurile care au aceeași arie a suprafețelor de radiație au același nivel de zgomot, indiferent de putere, dacă se păstrează frecvența de alimentare, inducția și forma constructivă a miezului. Aceste transformatoare sînt considerate echivalente din punct de vedere acustic.

Deci, la proiectarea unei serii unitare, se trasează nivelul puterii acustice în funcție de A, luînd pentru L_{P_1} o valoare arbitrară. Nivelul unui astfel de transformator cu aria de radiație A_2, față de transformatorul de referință, va avea un nivel mai mare (sau mai mic) cu:

$$L_{P_2} - L_{P_1} = 10 \log \frac{A_2}{A_1} [\text{dB(A)}]. \tag{6}$$

Cunoscînd aria minimă de radiație A_m și cea maximă A_M pentru întreaga serie, se poate determina în baza relației (6) și diferența între nivelul puterii acustice maxime și cel minim.

Diferența dintre nivelele a două transformatoare, de parametri diferiți, se va determina numai în funcție de ariile lor de radiație. După execuția a cel puțin două transformatoare din cadrul seriei, media nivelelor puterilor lor acustice se va lua ca referință și cu relația (5) se vor putea determina nivelele de zgomot, în valori absolute, pentru întreaga serie. Această metodă poate fi de un real folos la stabilirea limitelor de zgomot pentru o serie unitară.

Trebuie avut în vedere că nivelele de zgomot estimate în acest mod se vor abate de la valorile măsurate, deoarece inducția din juguri diferă de cea din coloane, apoi condițiile de radiație sînt influențate și de dimensiunile absolute ale circuitului magnetic care favorizează anumite lungimi de undă [3], [19]. La aceasta se mai adaugă și dispersia nivelelor de zgomot chiar la transformatoarele din același lot, cum se va arăta mai departe.

Dacă se are în vedere că puterea electrică a unui transformator, în ipotezele făcute mai sus, este proporțională cu puterea a patra a lungimii:

$$S = k_s l^4, \tag{7}$$

atunci, eliminînd lungimea l între (4) și (7) și trecînd la nivelele acustice, se obține relația (1). Această relație este valabilă numai dacă S reprezintă puterea echivalentă din punct de vedere acustic sau puterea electrică a transformatoarelor care au același nivel de izolație.

Utilizarea relației (1) în funcție de puterea electrică a transformatoarelor se face luînd alte valori pentru a și b pentru fiecare nivel de izolație. Astfel, în literatura de specialitate se dă (pe baza a numeroase încercări pe transformatoare normale în ulei, de construcție americană), $a = 10$, iar b are valorile în funcție de tensiunea de încercare la impuls de tensiune [3], [20].

Acest lucru corespunde, de fapt, cu echivalarea din punct de vedere acustic a puterii transformatoarelor, variațiile lui b fiind date de factorul de echivalare definit de relația (2). Deci, relația (1) nu poate fi utilizată în faza de proiectare a unei serii complete, deoarece nu se cunoaște factorul de echivalare acustică a transformatoarelor, definit de relația (2). Aceste particularizări ale relației (1) au stat la baza normei americane [25] care dă nivelele de zgomot, în funcție de tensiunea maximă de încercare la impuls de tensiune.

Literatura de specialitate mai dă relații de forma (1), dar în funcție de masa m a transformatorului, în loc de putere [5]:

$$L = a \log m + b. \tag{1.a}$$

Chiar dacă relația (1.a) se poate aduce la forma [5], ea prezintă aceleași inconveniente ca și (1) față de relația (5), în care intervine direct mărimea de care depinde puterea acustică, dată de (4).

Avînd în vedere cele de mai sus, rezultă că în faza de proiectare a unei serii se poate utiliza numai relațiile (5) și (6), cu ajutorul cărora se poate face o clasificare a transformatoarelor seriei în funcție de diferențele nivelelor de zgomot care se găsesc între ele.

4. Cauzele dispersiei nivelelor de zgomot la transformatoare

Măsurătorile de zgomot efectuate pe loturi de transformatoare din cadrul seriilor unitare au arătat, așa cum se vede în figurile 2 și 3, că valorile obținute au o mare dispersie față de linia valorilor medii. Această dispersie a rezultatelor experimentale își are cauzele în variația parametrilor fizici ai materialelor magnetice și în abaterile de la procesul tehnologic de fabricație [27], [28].

Variația parametrilor fizici ai materialelor magnetice a fost studiată sub multiple aspecte știut fiind că zgomotul transformatoarelor este de natură magnetică. În acest sens, s-a urmărit să se scoată în evidență legătura dintre magnetostricțiune și calitatea tolelor, recoacerea lor, efectele tensiunilor mecanice, precum

și influența pe care o are direcția cîmpului magnetic față de sensul de laminare și forma de variație în timp a cîmpului. Pe baza acestor date, precum și pe baza celor rezultate din analiza procesului tehnologic, se va putea da o justificare a dispersiei nivelelor de zgomot măsurate la transformatoarele care fac parte din aceeași tipodimensiune [21], [22], [23].

Tolele utilizate, cu o orientare teoretică a cristalelor ca în figura 4, datorită procesului de fabricație, sînt supuse la tensiuni interne

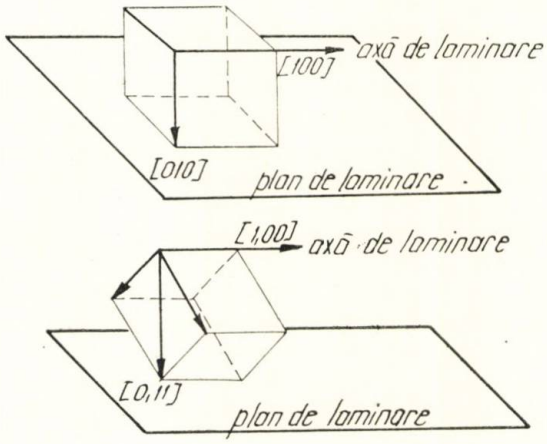


Fig. 4. Orientarea teoretică a cristalelor la tabla laminată la rece pentru transformatoare.

care variază în mărime și direcție de la un punct la altul. Aceste tensiuni interne conduc la o mare dispersie a valorilor caracteristice, cum sînt pierderile în fier, permeabilitatea magnetică și magnetostricțiunea [29—31].

O restrîngere a domeniului dispersiilor acestor parametri se face prin recoacere, care elimină parte din tensiunile interne.

În general, recoacerea conduce la o micșorare a alungirilor de natură magnetostrictivă, gradul de micșorare fiind în funcție de starea tolelor înainte de recoacere și de modul în care se face recoacerea [4], [11], [21].

Efectele recoacerii depind în mare măsură de temperatura de recoacere, de viteza de răcire a tolelor și de tipul de cuptor utilizat. Temperatura are rolul principal, deoarece s-a constatat practic că o abatere cu cîteva procente de la temperatura optimă de recoacere nu duce la efectele scontate [4], [22].

Eforturile mecanice interne nu pot fi eliminate complet prin recoacere și diferă la tolele din cadrul unui circuit magnetic. În timpul împachetării și strîngerii miezului pot fi anihilate o parte din efectele recoacerii, sau rețeaua cristalină poate suferi modificări. Aceste influențe depind în mare măsură de realizarea tablei.

Astfel, la tolele cu defecte de planeitate, odată cu strîngerea lor apar și tensiuni mecanice interne care conduc în domeniile respective la modificarea alungirilor magnestostrictive. Totodată, tolele izolate cu un strat dublu de fosfat de magneziu sînt mai puțin sensibile la tensiunile mecanice decît cele cu un singur strat [4], [32].

În ceea ce privește eforturile mecanice externe, în fabricația curentă se evită, în general, utilizarea dispozitivelor de asamblare susceptibile de a crea astfel de eforturi. Cu toate acestea, în timpul funcționării, alungirile și comprimările periodice ale coloanelor și jugurilor duc la eforturi mecanice de natură externă atît de comprimare, cît și de tracțiune, corespunzător modurilor de oscilație ale miezurilor date în figura 1. În acest caz efectele eforturilor externe nu sînt numai de diminuare sau creștere a amplitudinii alungirilor magnetostrictive, cum se vede în figura 5, ci și de deformare a curbei de variație în timp a acestor alungiri, deformare care se traduce prin creșterea numărului de armonici ale variațiilor miezului.

Eforturile care se exercită între coloane și juguri depind în mare măsură și de modul de împachetare a tolelor. Transformatoarele la care îmbinarea tolelor cu cristale orientate se face sub un unghi de 30° pînă la 60°, au un nivel de zgomot mai mic decît transformatoarele care au îmbinările la 90° și același sort de tablă [9], [40].

Eforturile mecanice exterioare, perpendiculare pe planul tolelor perfect plane, nu au, practic, influență asupra alungirilor magnetostrictive și, în consecință, presiunea de strîngere a jugurilor în limitele normale nu poate conduce la o variație a zgomotului. Totuși gradul de stingere a pachetelor care alcătuiesc coloanele și jugurile pot contribui, de asemenea, la variația nivelului de zgomot al unui transformator. Strîngerea trebuie făcută în așa fel încît să nu permită vibrarea liberă a tolelor, care conduce la creșterea nivelului de zgomot și la lărgirea spectrului frecvențelor. Totodată, în cazul miezurilor care conțin tole cu grade diferite de detensionare prin recoacere sau tole cu defecte de planeitate, o strîngere prea puternică conduce la alungiri specifice diferite ale tolelor constituente și față de alungirea medie a coloanei sau a jugului rigidizat prin strîngere, unele tole sînt supuse la eforturi de compresiune, iar altele la întindere. În acest caz apar la miezuri și vibrațiile perpendiculare pe planul de împachetare a tolelor, crescînd atît nivelul global al zgomotului, cît și conținutul său de armonici.

Trebuie remarcat că și modul de realizare a strîngerii miezului influențează asupra zgomotului transformatoarelor. Experimentările au arătat că o coeziune a circuitului magnetic, realizat prin lipirea pachetelor cu lacuri epoxidice nu conduce la tensiuni mecanice și nu permite nici vibrarea liberă a tolelor. În schimb,

la strîngerea miezului prin bolțuri sau chingi apar bombări ale tolelor, datorită inevitabilelor imperfecțiuni de realizare a unor table, și vibrații ale miezului, perpendiculare față de planul tolelor [14].

Variațiile locale ale permeabilității magnetice, provocate de fluctuația repartiției cristalelor, a inegalităților de grosime și a neplaneității tolelor conduc la saturații locale și la formarea de fluxuri transversale; fluxuri transversale mai apar și în zonele de îmbinare ale coloanelor cu jugurile, datorită întrefierurilor. Aceste fluxuri produc forțe de atracție între tolele vecine și, în cazul unei strîngeri insuficiente, sînt susceptibile de a produce vibrații locale ale tolelor, prin lovire între ele. În afara eforturilor transversale, în tole se mai exercită și forțe magnetice longitudinale, în zona întrefierurilor. Acțiunea acestor forțe se adaugă la cea provocată de magnetostricțiune, tolele fiind supuse efectiv la eforturi mecanice externe, care contribuie la o și mai mare dispersie a alungirilor magnetostrictive.

Influența înfășurărilor nu poate fi stabilită cantitativ în mod cert. În cele mai multe cazuri s-a constatat o diminuare a zgomotului față de cel produs numai de miez și o deplasare a spectrului către frecvențele mai joase.

Încuvarea corespunzătoare a miezului afectează toate componentele spectrului zgomotului, nivelul său global scade cu cel puțin 10 dB. Numai în cazul sprijinirii circuitului magnetic pe suporți rigizi, vibrațiile miezului se transmit direct la cuvă și pot intra în rezonanță unele elemente constructive ale ei, elemente care conduc uneori la diferențe ale nivelelor de zgomot între transformatoare [12], [28], [33].

Măsuri speciale care se pot lua în vederea realizării de transformatoare silențioase sau de atenuare a zgomotului lor la locul de montaj, nu fac obiectul prezentului articol.

Concluzii

Considerînd că zgomotul de natură magnetică este cel predominant, pentru seriile unitare de transformatoare sau pentru transformatoarele asemenea din punct de vedere constructiv se poate stabili o lege de variație a nivelului de zgomot în funcție de puterea lor electrică și de nivelul de izolație a înfășurării de înaltă tensiune.

Diminuarea dispersiei față de linia valorilor medii a nivelelor de zgomot ale unei serii unitare se poate obține numai prin luarea unor măsuri corespunzătoare de eliminare a cauzelor arătate în cadrul lucrării.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F., Bichir, N. I.* Stadiul actual și liniile directoare privind standardizarea limitelor de zgomot și vibrații la mașini și transformatoare electrice în industria RSR. In: Standardizarea **21**, nr. 12, 1969, p. 628—633.

[2] * * * Bibliography on transformer noise. In: IEE Transanctions on Power apparatus and systems, nr. 2, 1968, p. 372—387.

[3] *Lăzăroiu, D. F., Bichir, I. N.* Șum elektriceskih mașin i transformatorov. Moskva, Energhia, 1973.

[4] *Coquard, A.* Le bruit des transformateurs: ses paramètres, les moyens de la réduire à sa source. In: RGE, **79**, nr. 2, 1969, p. 179—194.

[5] *Sacerdate, G.* Problemi generali sulla rumorosita dei transformatori. In: L'Elettrotecnica **51**, nr. 7, 1964, p. 478—483.

[6] *Wolf, D.* Durch magnetostriktive Kräfte hervorgerufene Wechselverformungen der Kerne von Drehstromtransformatoren. Dissertation, T. H. Hannover, 1960.

[7] *Baxmann, W.* Zur Theorie des Transformatorlärms magnetischen Ursprungs. Dissertation, T. H. Hannover, 1961.

[8] *Taegen, F., Reinke, H.* Geräuschprobleme bei Transformatoren. In: Blaue TR-Reihe, Heft 75, Verlag Hallwag, p. 5—16.

[9] *Spallanzani, G.* Mayens destinés à réduire le bruit des transformateurs. In: Revue Brown Boveri, nr. 3—4, 1962, p. 105—113.

[10] *Thoeng, A. T.* Attenuation par enceintes insonores pour transformateurs. CIGRE, Session de 1964, tome **II**, rap. 123, p. 1—20.

[11] *Naumann, Fr.* Die Wechselfeld-Magnetostriktion von Kornorientiertem Transformatorenblech. In: ETZ—B, **18**, nr. 15, 1966, p. 590—596.

[12] *Risch, R.* Messung der Magnetostriktion von Magnetblechen. In: Brown Boveri Mitt. **49**, 1962, p. 645—649.

[13] *Cervini, G. C.* Rilievi statistici di rumorosita di transformatori trifasi. In: L'Elettrotecnica, **52**, nr. 4, 1965, p. 284—288.

[14] *Draeger, J.* Zur Frage der Berechnung der Eigenfrequenzen von Transformatorkernen. In: Conti Elektro-Berichte, **12**, nr. 3, 1966, p. 156—164.

[15] *Reinke, H.* Berechnung der mechanischen Eigenfrequenzen von Drehstrom-Kerntransformatoren. Dissertation, T. H. Hannover, 1963.

[16] *Draeger. J.* Ein Beitrag zur Berechnung der Eigenfrequenzen der Kerne von Drehstromkerntransformatoren. Dissertation, T. H. Hannover, 1965.

[17] *Keil, C., Milner, M.* Comportement des enceintes insonores pour transformateurs. CIGRÉ, Session de 1964, tome **II**, rap. 105, p. 1—21.

[18] *Reiplinger, E.* Geräuscharme Aufürung eines Grenzleis, tungstransformators. In: Siemenz—Z, **40**, nr. 11, 1966, p. 833—835.

[19] *Coquard, A.* Application du principe d'Huyghens ou calcul du rayonnement sonore des transformateurs (Thèse). In: Acustica, **17**, nr. 5, 1966, p. 285—294.

[20] *Chiles, J. H., Cooney, W. H.* Transformers, regulators and reactors (Transformer audible sound). Standard handbook for electrical engineers, New York, 1957, p. 629—631.

[21] *Hoffmann, R.* Die Magnetostriktion von Elektroblechen. In: Blaue TR-Reihe, Heft **75**, Verlag Hallwag, p. 17—50.

[22] *Coquard, A.* Minimum théorique du niveau sonore des transformateurs. In: RGE, **76**, nr. 1, 1967, p. 29—32.

[23] *Maslin, A. J.* Transformer sound level considerations. In: Trans. AIEE, **69**, part. II, 1950, p. 1142—1147.

[24] *Brownsey, C. M., Glover, I., Harper, G. B.* Transformer noise limitation. CIGRÉ, Session de rap. 108, 1956, p. 1—16.

[25] * * * Audible sound level test. Standard for transformers NEMA, publ. TR. 1—2068, 1962.

[26] *Bichir, I. N.* Unele aspecte privind metodele de măsurare a zgomotului transformatoarelor de putere. In: Standardizarea Română, **22**, nr. 11, 1970, p. 561—565.
[27] *Spillmann, G.* Lautstärken von Transformatoren und Massnahmen zur Verminderung der Geräuschabstrahlung. In: BBC—Nachrichten **50**. nr. 1, 1968, p. 34—40.
[28] *Swafield, J.* The cause and caracteristic of transformer noise. In: RGE, **76**, nr. 1, 1967, p. 29—32.
[29] *Becker, R., Doring, W.* Ferromagnetismus. Springer, Berlin, 1939.
[30] *Say, M. G.* Alliages magnétiques et ferrites. Paris, Dunod, 1956.
[31] *Carr, W. J., Smoluchowski, R.* The magnetostriction of, single crystals of iron-silicon alloys. In: Rv. Phys. **83**, nr. 6, 1951, p. 1236—1243.
[32] *Elnekave, N.* Causes physiques du bruit d'origine magnetique des transformateurs. In: RGE, **76**, nr. 1. 1967, p. 24—28.
[33] *Darabont, Al., Văiteanu, D.*: Combaterea zgomotului transformatoarelor și întreruptoarelor electrice. In: Electrotehnica **22**, nr. 1, 1974, p. 29—32.

Intrat în redacție la 19.04.1974

CZ 621.3.015.532.001.5

MAȘINI ELECTRICE
SISTEME DE IZOLAȚIE
DURATA DE VIAȚĂ

Metoda determinării duratei de viață a sistemelor de izolație ale mașinilor electrice

GH. PETCU, E. PODANI, GH. NISTOR* — București

Introducere

Metoda este recomandată pentru determinarea duratei de viață la temperatura maximă, atinsă prin îmbătrînirea termică accelerată a sistemelor de izolație a mașinilor electrice cu bobinaje strecurate de curent continuu sau alternativ (50...60 Hz), de joasă tensiune pînă la 660 V, destinate să lucreze în condiții de exploatare normală [1]. Determinarea duratei de viață, la temperatura maximă atinsă, a sistemelor de izolație ale mașinilor electrice se realizează pe baza unei relații matematice între durata de viață a sistemului de izolație și temperatură [2, 3, 4, 5, 6].

Descrierea exemplarelor pentru încercare

Exemplarele de încercat pot fi motorete, statorete, părți de mașini (statoare, rotoare) sau mașini electrice, executate cu materiale electroizolante corespunzătoare normelor de fabricație.

Motoretele sau statoretele se folosesc atunci cînd în funcție de mărime sau alte motive, aprecierea sistemelor de izolație nu se poate face pe mașini complete.

În acest caz trebuie avut în vedere ca elementele sistemului de izolație a motoretei sau statoretei să cuprindă cel puțin elementele reprezentative ale sistemului de izolație a produsului real.

Motoreta constă dintr-un suport metalic (*a*) pe care se fixează două repere din metal (*c*), care reprezintă crestătura unei mașini electrice.

În această crestătură se introduce izolația de crestătură și două (*b*) bobine executate pe șablon. Între bobine se pune materialul destinat a fi folosit ca izolație la produsul real. Pana de crestătură este similară ca material și formă cu cea a produsului real.

Pentru asigurarea încercării izolației între spire, bobinele se execută cu doi conductori în paralel. Conductorii la ieșirea din bobine se izolează suplimentar cu un tub izolant (bumbac sau sticlă), iar capetele conductorilor se curăță de izolație și se fixează la borne.

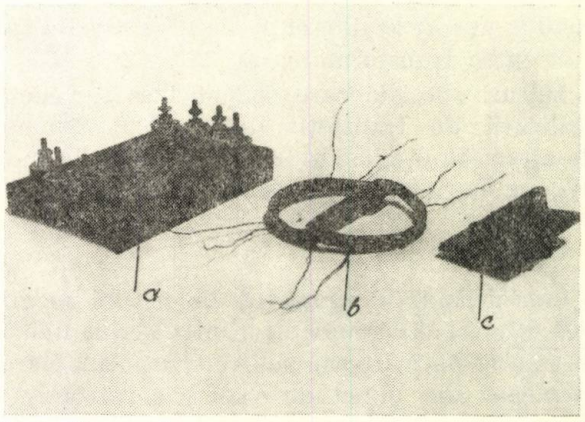


Fig. 1. Elementele componente ale unei motorete tip ICPE: *a* — suportul metalic cu izolatori; *b* — bobinele cu izolația de crestătură izolație între faze; *c* — crestătura cu șuruburi și piulițe de consolidare.

La execuția bobinelor se recomandă folosirea conductorului de Ø 1 mm, iar numărul de

* Ing. *Gh. Petcu*, ing. *E. Podani* și ing. *Gh. Nistor* sînt cercetători științifici principali la Laboratorul de tehnologii și utilaje tehnologice specifice din I.C.P.E.-București.

spire se calculează în așa fel ca să asigure următorii factori de umplere :

— pentru conductorii emailați 75...80% ;

— pentru conductorii emailați și izolați cu fire de sticlă 65...75%.

Factorul de umplere a crestăturii cu conductori izolați (f_u) în % se determină după formula :

$$f_u = \frac{n \cdot D^2}{S}, (\%)$$

în care :

n este numărul conductorilor în crestătură ;

D — diametrul mediu real al conductorului izolat, în mm ;

S — suprafața crestăturii în lumină, minus secțiunea izolației de crestătură, în mm².

Motoretele asamblate sînt apoi impregnate. Tehnologia de impregnare și parametrii lacului trebuie să corespundă cu cei utilizați la fabricarea sistemului de izolație din mașina electrică studiată. Numărul de motorete pentru încercări este de 10 bucăți pentru fiecare temperatură.

Statoreta reprezintă un circuit magnetic sau un segment al unui stator, în care s-a introdus un sistem de izolație ce urmează a fi încercat, fără a fi obligatorie folosirea integrală a crestăturilor.

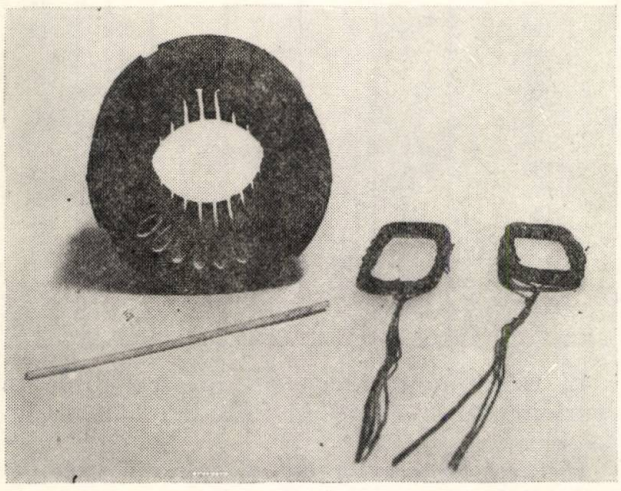


Fig. 2. Elementele componente ale unei statorete :
a — suportul metalic (circuitul magnetic al statorului unui motor) ; *b* — izolația de crestătură ; *c* — bobina ; *d* — tub izolant pentru izolarea ieșirilor bobinelor.

În crestături se introduce izolația de crestătură, apoi 10 bobine executate pe șablon cu pasul de 1...6 bobinaj în două straturi, între bobine se introduce izolația destinată a fi folosită între faze. Închiderea crestăturii se face cu material ce urmează a fi utilizat ca pană de crestătură. Bobinele se execută cu conductori în paralel pentru a putea asigura verificarea izolației între spire. Ieșirile bobinelor se izolează suplimentar cu tuburi izolante și sînt strînse în mănunchi la centrul statorului.

Ca și în cazul motoretelor se recomandă pentru execuția bobinelor utilizarea conductorului de Ø 1 mm, iar numărul de spire să asigure următorii factori de umplere :

— pentru conductorii emailați 75...80% ;

— pentru conductorii emailați și izolați cu fire de sticlă 65...75%.

Statoreta asamblată este impregnată și în acest caz lacurile și regimurile tehnologice trebuie să corespundă produsului real. Numărul de bobine pentru încercare este de cel puțin 10, respectiv o statoretă pentru fiecare temperatură de încercare.

Pentru determinarea temperaturii maxime atinse a sistemelor de izolație a produselor reale se folosesc :

— părți de mașini electrice;

— mașini electrice complete.

Prin părți de mașini electrice se înțeleg statoarele sau rotoarele bobinate.

Statoarele și rotoarele trebuie să fie executate cu materiale electroizolante încercate, iar fabricarea se face cu respectarea întocmai a documentației și procesului tehnologic de fabricație aprobat.

Numărul de exemplare este de minim cinci bucăți pentru fiecare temperatură de încercare.

Motoarele de încercat sînt produse executate cu materiale electroizolante verificate, iar fabricarea se face cu respectarea întocmai a documentației și a procesului tehnologic de fabricație aprobat. Motoarele sînt produse finite însoțite de certificatul de calitate elaborat de CTC al fabricii furnizoare, care trebuie să precizeze că au fost executate conform prezentelor recomandări.

Pentru sistemele de izolație tipizate se recomandă următoarele tipuri de mașini electrice :

a — gabaritul 100 mm cu 4 poli lungime scurtă, pentru motoare asincrone de gabarit 56...132 mm ;

b — gabaritul 160 mm cu 4 poli lungime scurtă, pentru motoare asincrone de gabarit 160...250 mm ;

c — gabaritul 280 mm cu 4 poli lungime scurtă, pentru motoare asincrone de gabarit 280...315 mm ;

d — motoarele și generatoarele sincrone se recomandă a fi asimilate în funcție de gabarit, cu motoarele asincrone ;

e — motoarele și generatoarele de curent continuu — idem ca la punctul d.

Numărul de exemplare este de cel puțin cinci bucăți pentru fiecare temperatură de încercare.

Condiționarea exemplarelor pentru încercare

Înainte de a fi supuse la încercările ciclice pentru predeterminarea temperaturii maxime atinse a sistemelor de izolație, exemplarele sînt verificate în felul următor :

Motoretele sau statoretele sînt încercate timp de 1 minut la o tensiune cu frecvența de 50 Hz, astfel :

— față de masă 2 500 V ;
— între faze 2 500 V ;
— între conductori 250 V.

Motoretele sau statoretele defecte vor fi înlocuite.

La părțile de mașini (statoare sau rotoare) se verifică rezistența de izolație a înfășurării față de masă, rezistența de izolație între înfășurări, rigiditatea dielectrică a izolației înfășurărilor față de masă și rezistența dielectrică a izolației între înfășurări [1, 7, 8, 9].

La motoarele electrice se verifică : rezistența de izolație a înfășurării față de masă, rezistența de izolație între înfășurări, rigiditatea dielectrică a izolației înfășurărilor la masa mașinii, rigiditatea dielectrică a izolației între înfășurări [1, 7, 8, 9] și proba de funcționare.

Pentru proba de funcționare se încălzește motorul prin aplicarea înfășurării motorului montat, tensiunea nominală, timp de 6 ore, cu reversări în gol pentru motoare trifazate asincrone și pornire-oprire pentru motoare monofazate sau polifazate [10].

Temperatura obținută nu trebuie să depășească temperatura maximă atinsă presupusă.

Efectuarea încercărilor

Încercările sînt ciclice [11]. Fiecare ciclu cuprinde îmbătrînirea termică accelerată, aplicarea eforturilor mecanice, expunerea la umiditate și încercarea la tensiune a sistemelor de izolație. Ciclurile se repetă pînă la căderea tuturor exemplarelor supuse la încercare.

Îmbătrînirea termică accelerată se efectuează în etuve termostate pentru toate tipurile de probe. Etuvele pentru încercare trebuie să fie prevăzute cu recirculație forțată de aer cu viteza de circa 1...2 m/s, cu reînnoirea parțială a aerului, iar temperatura în locul plasării probelor să fie menținută cu abatere sub ± 2°C.

Îmbătrînirea termică accelerată a motoretelor se face astfel : motoretele sînt introduse în etuva termostatată, încălzită, în prealabil, pînă la temperatura stabilită. După terminarea timpului de expunere ele sînt scoase imediat (fără răcirea etuvei).

Motoarele sînt încercate la cel puțin trei temperaturi care diferă între ele cu 20°C. Cea mai mică temperatură de încercare este cu 20° mai mare decît limita de temperatură maximă atinsă presupusă a sistemului de izolație.

Îmbătrînirea termică accelerată a statoretelor, a părților de mașini și a motoarelor se face ca la motorete.

Temperaturile de expunere recomandate, temperatura maximă atinsă presupusă și durata ciclurilor de îmbătrînire sînt date în tabelul 1, [11].

Tabelul 1

Temperaturile de expunere recomandate, temperatura maximă atinsă presupusă și durata ciclurilor de îmbătrînire în zile

Temperaturile de expunere recomandate	Temperatura maximă atinsă presupusă a sistemelor de izolație și durata ciclurilor de îmbătrînire în zile					
°C	105°C	120°C	130°C	155°C	180°C	peste 180°C
300						1
290						2
280						4
270						7
260						14
250					1	28
240					2	49
230					4	
220				1	7	
210				2	14	
200			1	4	28	
190		1	2	7	49	
180	1	2	4	14		
170	2	4	7	28		
160	4	7	14	49		
150	7	14	28			
140	14	28	49			
130	28	49				
120	49					

În cazul motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit, în etuve se introduc numai statoarele.

În cazul motoarelor cu colector sau inele colectoare în etuve pot fi introduse : rotor și stator sau mașina completă.

Expunerile la solicitări mecanice se desfășoară astfel :

Motoretele, statoretele și părțile de mașini (statoare și rotoare), după fiecare ciclu de expunere la temperatură sînt răcite pînă la 20 ± 5°C și supuse timp de 1 oră la o mișcare oscilatorie la frecvența de 50 Hz și accelerația de 1,5 g. Motoretele trebuie astfel montate pe masa de vibrație, încît mișcarea să apară perpendicular pe planul bobinelor și capetele bobi-

nelor să poată vibra liber așa cum ar acționa forțele radiale în motorul real.

Motoarele electrice, se supun solicitărilor mecanice în timpul probei de funcționare a mașinii.

Expunerea la umiditate se efectuează astfel: motoretele, statoretele și părțile de mașini electrice după supunerea la temperatură și eforturi mecanice sînt expuse în camera climatică timp de 48 ore, la o umiditate relativă de 95...98% și o temperatură de 20 ± 5°C. Pentru mașini electrice complete sau statoare și rotoare (ce urmează a fi montate), expunerea la umiditate se face înaintea probei de funcționare.

După menținerea la umiditate, izolația motoretelor, statoretelor sau a părților de mașini se verifică la rigiditatea dielectrică. Proba reprezintă criteriul de ieșire din funcțiune a sistemului de izolație.

Ordinea aplicării, valoarea și timpul de menținere a tensiunii:

— între spire 50 V, timp de 10 min;

— între faze 600 V, timp de 10 min;

— între înfășurări și masă 600 V, timp de 10 min.

Proba de funcționare a motorului se face după fiecare ciclu (temperatură și umiditate), motorul fiind montat la maximum 15 min după scoaterea părții de încercat din camera climatică.

Astfel, se supune sistemul de izolație al motorului la eforturi electrice (tensiunea nominală în înfășurare) și mecanice (șocuri datorită reversărilor sau pornire-oprire). Această probă reprezintă criteriul de ieșire din funcționare a sistemului de izolație. Un tip de instalație pentru efectuarea probei de funcționare este reprezentat în figura 3.

Metoda de evaluare

Rezultatele obținute prin încercări, constituie elementele necesare determinării pe cale matematică a duratei de viață a sistemului de izolație în funcție de temperatura maximă atinsă.

Înainte de efectuarea calculelor pentru determinarea duratei de viață, se face analiza preliminară a datelor obținute pentru excluderea celor care diferă prea mult de medie. Metoda se aplică pe baza criteriului lui Irvin în cazurile cînd temperaturile de încercare a probelor diferă în limita a ±3°C, față de temperatura dată.

Se determină media duratei de viață pentru fiecare temperatură de încercare:

$$L_{med} = \frac{1}{n_2} \sum_{1}^{n_2} L \ldots, \qquad (1)$$

unde:

L este durata de viață a fiecărei probe în ore;

n_2 — numărul probelor încercate la temperatura respectivă.

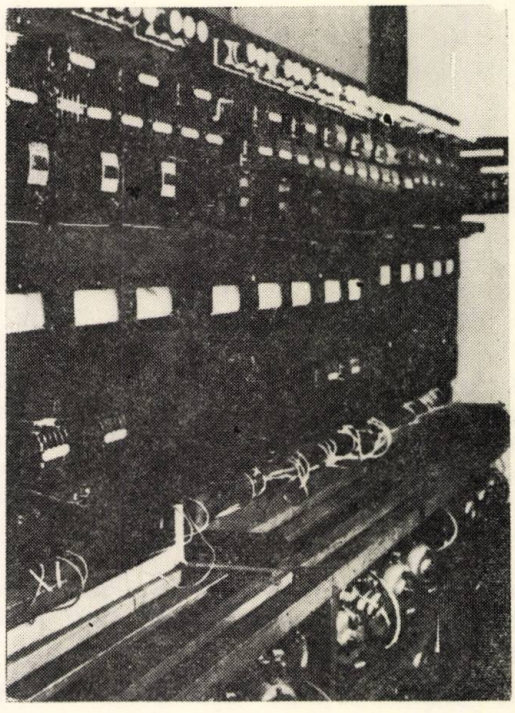


Fig. 3. Tip de instalație pentru efectuarea probei de funcționare a motoarelor electrice.

Se determină abaterea pătratică a duratei de viață a probelor pentru fiecare temperatură:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n_2^{-1}} \sum_{1}^{n_2} (L - L_{med})^2 \ldots} \qquad (2)$$

Toate datele obținute sînt aranjate în rînd, în ordinea creșterii valorii lui L (L_1 L_2 L_3... L_{n_2}).

Se face verificarea valorilor neconcludente pe o parte sau pe ambele părți ale rîndului. Verificarea se face de la margine spre mijloc.

Pentru verificare se calculează valoarea lui λ_{k_n}:

$$\lambda_{k_n} = \frac{L_{k_n} - L_{(k-1)n}}{\sigma} \ldots, \qquad (3)$$

în care:

k este numărul curent de la marginea rîndului;

L_k — valoarea neconcludentă a duratei de viață;

$L\ (k-1)_n$ — valoarea următoare a duratei de viață de la margine.

Se compară valorile λ_{k_n} cu λ_{tab} din tabelul 2. Dacă măcar pentru o valoare L_{k_n} λ_{k_n} este $> \lambda_{tab}$

se exclud toate valorile, începînd de la marginea rîndului pînă la L_{k_n} inclusiv. Verificarea se face pînă la valorile $\lambda_{k_n} \leqslant \lambda_{tab}$.

Tabelul 2

Tabelul valorilor lui λ tab

n_2	λ tab	pentru limita de confidență 95%
2		3,2
3		2,4
5		1,9
10		1,5
20		1,3
30		1,2
50		1,1
100		1,0
400		0,9
1000		0,8

Determinarea duratei de viață în funcție de temperatura maximă atinsă a sistemului de izolație se face prin prelucrarea datelor experimentale după metoda celor mai mici pătrate, cu calcularea coeficienților liniei de regresie și a limitelor de confidență.

Determinarea duratei de viață a sistemului de izolație în funcție de temperatura maximă atinsă

S-a stabilit că legea duratei de viață-temperatură corespunde ecuației lui Arhenius și se poate exprima în forma logaritmică a ecuației unei drepte :

$$Y = a - bx \ldots, \qquad (4)$$

$Y = \log L$ (în care L este durata de viață, în ore, a fiecărui exemplar la temperatura de încercare dată) ;

$X = \dfrac{1}{273 + \theta}$ (în care θ este temperatura de încercare în °C) ;

„a" și „b" sînt coeficienții dreptei.

Pentru determinarea coeficienților „a" și „b" din ecuație, se determină inițial valorile medii $\bar{X}$ și $\bar{Y}$:

$$\bar{X} = \frac{\Sigma X_\theta}{n_1}; \quad \bar{Y} = \frac{\Sigma Y_\theta}{n_1} \ldots, \qquad (5)$$

unde :

n_1 este numărul temperaturilor de încercare ;

X_θ — valoarea lui X pentru fiecare temperatură de încercare ;

Y_θ — logaritmul duratei medii de viață pentru fiecare temperatură.

Determinarea coeficienților „a" și „b", în cazul cînd abaterea față de temperatura de încercare este mai mică de 3°C, se face astfel :

$$a = \bar{Y} - b\bar{X},$$

$$b = \frac{\Sigma (Y_\theta - \bar{Y})(X_\theta - \bar{X})}{\Sigma (X_\theta - \bar{X})^2} \ldots, \qquad (6)$$

dacă diferența de temperatură este mai mare de 3°C, coeficienții „a" și „b" pot fi găsiți din ecuația :

$$a = \bar{Y} - b\bar{X}$$

$$b = \frac{\Sigma (Y - \bar{Y})(X - \bar{X})}{\Sigma (X_\theta - \bar{X})^2} \ldots, \qquad (7)$$

unde : Y este logaritmul duratei de viață a fiecărei probe ;

$X = \dfrac{1}{273 + \theta}$ — pentru fiecare temperatură de încercare reală.

Pentru determinarea limitelor de confidență a curbei duratei de viață se calculează abaterea pătratică medie „S".

$$S = \sqrt{\frac{(Y - \hat{Y}_\theta)^2}{n - 2}} = \qquad (8)$$

$$= \sqrt{\frac{\Sigma (Y_1 - \hat{Y}_{\theta 1})^2 + \Sigma (Y_2 - \hat{Y}_{\theta 2})^2}{n - 2}} + \ldots,$$

unde : $Y = \log L$ (L este durata de viață a fiecărui exemplar la temperatura de încercare dată) ;

$\hat{Y}_\theta = \log \hat{L}_\theta$ ($\hat{L}_\theta$ — durata de viață obținută la temperatura dată de dreapta din grafic sau din calcul) ;

n — numărul total al exemplarelor încercate la toate temperaturile.

Observație : exemplarele excluse nu se iau în considerație.

a. Se determină abaterea pătratică medie a curbei obținute pentru fiecare temperatură :

$$S_{y(X_\theta)} = S \sqrt{\frac{1}{n} + \frac{(X_\theta - \bar{X})^2}{\Sigma (X_\theta - \bar{X})^2}} \ldots, \qquad (9)$$

b. Se determină limitele logaritmice de confidență 95% :

$$Y_{95}(\theta) = \hat{Y}_\theta \pm t \cdot S_{y(X_\theta)} \ldots, \qquad (10)$$

unde : t este distribuția abaterilor normate în selecții mici, determinată pentru numărul $(n - 2)$ din tabelul nr. 3.

c. După determinarea limitelor logaritmice de confidență 95% se determină limitele duratei de viață $L_{95}(\theta)$, care sînt trasate pe grafic.

Tabelul 3

Valorile „t" pentru limitele de confidenţă de 95%

$n-2$	t	$n-2$	t
1	12,71	18	2,10
2	4,30	19	2,09
3	3,18	20	2,09
4	2,78	21	2,08
5	2,57	22	2,07
6	2,45	23	2,07
7	2,37	24	2,06
8	2,31	25	2,06
9	2,26	26	2,05
10	2,23	28	2,05
11	2,20	29	2,04
12	2,18	30	2,04
13	2,16	40	2,02
14	2,15	60	2,00
15	2,13	120	1,98
16	2,12	∞	1,96
17	2,11		

În anexa 1 se prezintă, practic, un exemplu de determinare a duratei de viaţă a unui sistem de izolaţie a unei motorete.

Explicarea termenilor utilizaţi

1. Temperatura maximă atinsă este temperatura la care se garantează sistemul de izolaţie în funcţionare normală.

2. Durata de viaţă a sistemului de izolaţie este o noţiune convenţională, se exprimă în ore şi reprezintă timpul în care se garantează funcţionarea normală a sistemului de izolaţie la temperatura maximă atinsă.

3. Sistemul de izolaţie este ansamblul de materiale electroizolante aplicate unui subansamblu dintr-o maşină electrică pentru asigurarea condiţiilor de funcţionare impuse acesteia.

Concluzii

Problemei dificile a determinării duratei de viaţă a sistemelor de izolaţie din maşinile electrice i-a fost acordată o atenţie deosebită de către ICPE, şi de mulţi specialişti din alte ţări, precum şi în cadrul CEI. Prezenta metodă accelerată pentru determinarea temperaturii maxime atinse a sistemelor de izolaţie ale maşinilor electrice cu bobinaje strecurate, a fost întocmită pe baza informaţiilor din literatura de specialitate, preluate, prelucrate şi completate cu experienţa acumulată de noi în stabilirea metodei de încercare, a tipurilor de motorete statorete, instalaţii de încercare etc.

Pînă la definitivarea şi difuzarea noilor recomandări CEI, am considerat util ca rezultatele noastre să fie puse la dispoziţia specialiştilor, cu scopul ca ele să fie verificate în practică de un cerc cît mai larg, urmînd ca metoda prezentată, sugestiile, recomandările CEI, precum şi cele mai noi informaţii de specialitate să permită elaborarea unei metodologii definitive, care să conducă la obţinerea de sisteme de izolaţie tehnico-economice superioare.

Determinarea experimentală a temperaturii maxime atinse şi a duratei de viaţă, a maşinilor electrice, reprezintă un instrument important în realizarea sarcinilor actuale de îmbunătăţire a calităţii, de înlocuire a materialelor deficitare şi de reducere a costurilor de producţie.

Se prezintă în final, un documentar bibliografic în ajutorul specialiştilor [12—34].

ANEXA 1

Exemplu de calcul al determinării duratei de viaţă a unui sistem de izolaţie, realizat pe motorete

Clasa de izolaţie presupusă: $A-E$
Temperaturi de încercare: 130°C, 150°C, 170°C.
Datele obţinute experimental şi cele calculate sînt prezentate în tabelul 4. Valoarea de 96 ore pentru temperatura de 170°C este suspectă. Se efectuează controlul pe baza criteriului lui Irvin:

$$L_{med} \quad \frac{1}{n_2}\sum_{1}^{n_2} L = \frac{1}{10}(1\cdot 96 + 3\cdot 528 + 2\cdot 624 + + 4\cdot 720) = 581,$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n_{2-1}}\sum_{1}^{n_2}(L-L_{med})^2} = \frac{1}{9}(235\,225 + 8\,427 + 3\,698 + + 77\,284) = 189$$

$$\lambda_{1(170)} = \frac{L_2 - L_1}{\sigma} = \frac{528 - 96}{189} = 2{,}28,$$

$\lambda_{1(170)} = 2{,}28$ $\lambda_{tab} = 1{,}5$ valoarea $L_1 = 96$ ore se exclude

$$L_{med}\ 130 = \frac{5\,282 + 2\cdot 6\,484 + 4\cdot 7\,644 + 3\cdot 8\,820}{10} =$$

$$= 7\,526{,}4$$

$$\bar{Y} = \frac{3{,}87659 + 3{,}29719 + 2{,}80250}{3} = 3{,}32542,$$

$$\bar{X} = \frac{2{,}481 + 2{,}364 + 2{,}257}{3}\cdot 10^{-3} = 2{,}367\cdot 10^{-3},$$

Tabelul 4

Date experimentale şi calculate pentru un exemplu de sistem de izolaţie, realizat pe motoretă

Temp. de încerc. °C	X_θ $1/°K.10^{-3}$	Durata ciclului de îmbătrînire		Nr. ciclurilor de îmbătrînire	Nr. motoretelor ieşite din încercare	Media ciclurilor	Durata de viaţă calculată după rezultatele încercărilor ciclice*			$y = \lg L$
		Zile	Ore				L_{ore}	L_{med}	ore	
				1	—		—			—
				2	—		—			—
				3	—		—			—
130	2,481	49	1176	4	—		—			—
				5	1	6,9	5292	7526,4		3,72362
				6	2		6468			3,81077
				7	4		7644			3,88332
				8	3		8820			3,94547
				1	—		—			—
				2	—		—			—
				3	—		—			—
150	2,364	14	336	4	—		—	1982,4		—
				5	1	6,4	1512			3,17955
				6	4		1848			3,26670
				7	5		2184			3,33925
				1	1		—			—
				2	—		—			—
				3	—		—			—
170	2,257	4	96	4	—	7,1	—	634,6		—
				5	—		—			—
				6	3		528			2,72268
				7	2		624			2,79518
				8	4		720			2,85733
—	$\overline{X} = 2,367$	—	—	—	—	—	—	—		—

Temp. de încercare °C	L_{ore}	$Y - \hat{Y}_\theta \cdot 10^{-1}$	$(Y - \hat{Y}_\theta)^2 \cdot 10^{-2}$	S	$S_Y(X_\theta)$	$t.S_Y(X_\theta)$	$Y_{95}(\theta)$	$L_{95}(\theta)$ ore
		—	—					
		—	—					
		—	—					
130	7453	—	—		0,0467	0,09573	3,96804	9290
		−1,4869	2,2109				3,77658	5978
		−0,6154	0,3787					
		+0,1101	0,0121					
		+0,7316	0,5352					
		—	—					
		—	—					
		—	—					
150	2047	—	—		0,0117	0,02398	3,33501	2163
		−1,3148	1,7287				3,28705	1937
		−0,4433	0,1965					
		+0,2822	0,0796					
		—	—					
		—	—					
		—	—					
		—	—				2,89017	776,5
170	627,7	—	—		0,0451	0,09245	2,70527	507,3
		−0,7509	0,5638					
		−0,0254	0,0006					
		+0,5961	0,3553					
	—	—	$\Sigma = 10 \cdot 6488$	0,0628	—	—	—	—

Temp. de încercare °C	$Y_\theta = \lg L_{med}$	$\overline{X}_\theta - X \cdot 10^{-4}$	$Y_\theta - \overline{Y}$	$(X_\theta - \overline{X}) \cdot (\overline{Y}_\theta - \overline{Y}) \cdot 10^{-4}$	$(X_\theta - \overline{X})^2 \cdot 10^{-8}$	$\frac{b}{10^4}$	a	Y_θ
130	3,87658	+1,14	+0,55116	0,62831	1,2996			3,87231
150	3,29719	−0,03	0,02823	0,00085	0,0009			3,31103
170	2,80250	−1,10	−0,52292	0,57521	1,2100			2,79772
	$\overline{Y} = 3,32542$	—	—	= 1,20437	= 2,5105	0,47973	−8,02979	—

* Se consideră ieşirea din încercarea motoretei la jumătatea ultimului ciclu.

$$\Sigma (X_\theta - \bar{X})\ (Y_\theta - \bar{Y}) = (0{,}62831 + 0{,}00085 + 0{,}57501) \cdot$$
$$\cdot 10^{-4} = 1{,}20437 \cdot 10^{-4},$$

$$\Sigma (X_\theta - \bar{X})^2 = (1{,}2996 + 0{,}0009 + 1{,}2100) \cdot 10^{-8} =$$
$$= 2{,}5105 \cdot 10^{-8}$$

$$b = \frac{1{,}20437 \cdot 10^{-4}}{2{,}5105 \cdot 10^{-8}} = 0{,}47973 \cdot 10^4,$$

$$a = 3{,}32542 - 0{,}47973 \cdot 10^4 \cdot 2{,}367 \cdot 10^{-3} = -8{,}02979.$$

Durata de viață în funcție de temperatură (Fig. 4) se determină cu ecuația:

$$Y = -8{,}02979 + 0{,}47973 \cdot 10^4 \cdot X.$$

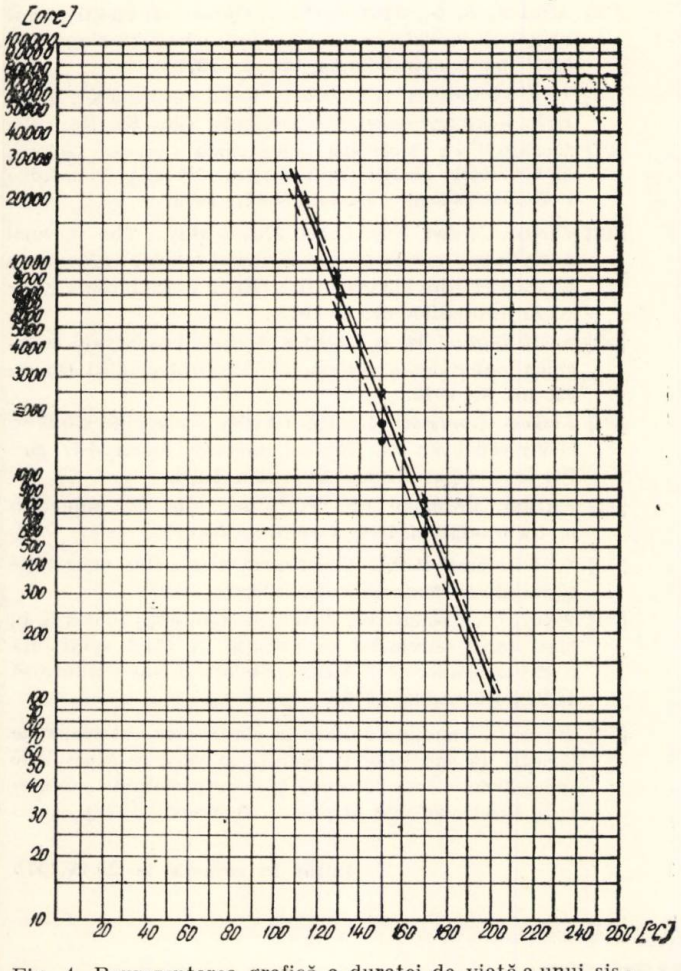


Fig. 4. Reprezentarea grafică a duratei de viață a unui sistem de izolație, în funcție de temperatură.

Prin introducerea în ecuația obținută a valorilor lui X_θ se obține Y_θ pentru fiecare temperatură:

$$Y_{130} = -8{,}02979 + 0{,}4973 \cdot 10^4 \cdot 2{,}481 \cdot 10^{-3} = 3{,}87231$$

$$L_{130} = 7453 \text{ ore}$$

$$Y_{150} = -8{,}02970 + 0{,}47973 \cdot 10^4 \cdot 2{,}364 \cdot 10^{-3} = 3{,}31103$$

$$L_{150} = 2047 \text{ ore}$$

$$Y_{170} = -8{,}02979 + 0{,}47973 \cdot 10^4 \cdot 2{,}257 \cdot 10^{-3} = 2{,}79772$$

$$L_{170} = 627{,}7 \text{ ore.}$$

Determinarea limitelor de confidență

Se determină abaterea pătratică medie „S”:

$$\Sigma (Y - Y_\theta)^2 = (2{,}2109 + 0{,}3787 \cdot 2 + 0{,}0121 \cdot 4 +$$
$$+ 0{,}5352 \cdot 3 + 1{,}7287 + 0{,}1965 \cdot 4 + 0{,}0796 \cdot 5 + 0{,}5638 \cdot 3 +$$
$$+ 0{,}0006 \cdot 2 + 0{,}3553 \cdot 4) \cdot 10^{-2} = 10{,}6488 \cdot 10^{-2}.$$

$$S = \sqrt{\frac{\Sigma (Y - \hat{Y}_\theta)^2}{n - 2}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 6488 \cdot 10^{-2}}{29 - 2}} =$$
$$= 10^{-1} \sqrt{0{,}3944} = 0{,}0628.$$

Se determină abaterea pătratică medie pentru fiecare temperatură de încercare:

$$S_{y(X_\theta)} = S \sqrt{\frac{1}{n} + \frac{(X_\theta - \bar{X})^2}{\Sigma (X_\theta - \bar{X})^2}}$$

$$S_{y(X\,130)} = 0{,}0628 \sqrt{\frac{1}{29} + \frac{(2{,}481 - 2{,}367)^2 \cdot 10^{-6}}{2{,}5105 \cdot 10^{-8}}} =$$
$$= 0{,}0467$$

$$S_{y(X\,150)} = 0{,}0628 \sqrt{\frac{1}{29} + \frac{(2{,}364 - 2{,}367)^2 \cdot 10^{-6}}{2{,}5105 \cdot 10^{-8}}} =$$
$$= 0{,}0117$$

$$S_{y(X\,170)} = 0{,}0628 \sqrt{\frac{1}{29} + \frac{(2{,}257 - 2{,}367)^2 \cdot 10^{-6}}{2{,}5105 \cdot 10^{-8}}} =$$
$$= 0{,}0451$$

Se determină limitele logaritmice de confidență 95%:

$$Y_{95}(\theta) = \hat{Y}_\theta \pm t \cdot S_{y(X\theta)}$$

$$Y_{95}(130) = 3{,}87231 \pm 2{,}05 . 0{,}0467 = (3{,}96804$$
$$(3{,}77658$$

$$Y_{95}(150) = 3{,}31103 \pm 2{,}05 \cdot 0{,}0117 = (3{,}33501$$
$$(3{,}28705$$

$$Y_{95}(170) = 2{,}79772 \pm 2{,}05 \cdot 0{,}0451 = (2{,}89017$$
$$(2{,}70527$$

După valorile $Y_{95}(\theta)$ se determină $L_{95}(\theta)$:

$$L_{95}(130) = 9290 \text{ ore}$$
$$5978 \text{ ore}$$

$$L_{95}(150) = 2163 \text{ ore}$$
$$1937 \text{ ore}$$

$$L_{95}(170) = 776{,}5 \text{ ore}$$
$$507{,}3 \text{ ore}$$

Cu aceste valori se construiește grafic durata de viață a sistemului de izolație în funcție de temperatură (fig. 4).

Bibliografie

[1] STAS 1893—72. Mașini electrice rotative. Condiții tehnice generale de calitate.

[2] Publication IEEE 117 N(510). Test Procedure for Evaluation of Systems of Insulation Materials for Random Wound Machinery. New York, 1956.

[3] Publication IEEE N99. Guide for the Preparation of Test Procedures for Termal Evaluation of Insulation Systems for Electric Equipment. New York, 1957.

[4] GOST 10518—72. Materiali electroizolationnie, construcţii izolaţii.

[5] GOST 10520—72. Construcţia izolaţii elektriceskih maşin so vsîpnoi obmotkoi.

[6] VDE 0304—1959. Bestimmung des Verhaltens von Isolierstoffen nach Langendauernder Wärmeeinwirkung.

[7] STAS 7246—65. Motoare asincrone trifazate de la. 0,5 kW la 10000 kW. Metode de încercare.

[8] STAS 7814—67. Maşini electrice de curent continuu. Metode de încercare.

[9] STAS 8211—68. Maşini electrice sincrone trifazatei Metode de încercare.

[10] * * * Memoratorul inginerului electrician. Bucureşt Editura tehnică, 1971.

[11] Publication CEI 216. Guide for the preparation of test procedures for evaluating the thermal endurance of electrical insulating materials, 1966.

[12] Publication CEI 85. Recomandations relatives à la classification des matieres destinées à l'isoliment des machines et appareils electriques, en function de leur stabilité thermiqueen service, 1957.

[13] Document CEI 63. (Secretariat) 9 nov 1969. A list of equipment using insulation systems preparend by Ms. O. Hess. Secretary of TC. WG. 1.

[14] Document CEI 63 (Germany) 5 1970. Comments of the German National Commitee on Document 63 (Secret) 9, 1969.

[15] Document CEI 63 (France) 5 1970. Comments of the Franch National Commitee on Document 63 (Secretariat) 9, 1969.

[16] Document CEI 63 (USA) 2 1970. Comments of the USA National Commitee on Document 63 (Secretariat) 9, 1969.

[17] Document CEI 63 (United Kingdom) 5 1970. Comments of the British National Commitee on Document 63 (Secretariat) 9, 1969.

[18] Document CEI 63 (Italy) 3 1970. Comments of the Italien National Commitee on Document 63 (Secretariat) 9, 1969.

[19] Document CEI 63 (Finland) 3 1970. Comments of the Finish National Commitee on Document 63 (Secretariat) 9, 1969.

[20] Document CEI 63 (Secretariat 17) Martie 1971. Guide four la preparation de procedures d'essais qui estabilissent la prevision de vie des systems d'isolation. I-re partie.

[21] Document CEI 15 B (Central office), 25 July 1972. Guide for the determination of thermal endurance and temperature indices of electrical insulating materials.

[22] Document CEI 15 B (Secretariat) 39, Mars 1973. Projet— Guide four la détermination des propriétés d'endurance thermique, des profils d'endurance thermique et des indices de materiaux isolants electriques. Partie **III.** Méthodes statistiques pour la determination du profil d'endurance thermique.

[23] Document CEI 15 B (Central office) 27 august 1973. ,,Guide for the statistical analysis of ageing test data".

[24] *Peter, M. G.* Allen and Arnold Tustin. The Aging Process in Electrical Insulation. In: IEEE Transactions Electrical Insulation, vol. E **I**, 7 sep 1972.

[25] *Miakin, E. G., Mokeev, V. K.* Opredelnie elektriceskoi procinosti izoliaţii maşin po rezultatam ispîtania obrazţov. In: Elektrotehnika, nr. 5, 1972.

[26] * * * Symposion ,,Electrische Isolationstechnik", 1972, Bull. Schwazeroschel Electrotehnik Ver., **64**, N4, 1973.

[27] *Strelbiţkii* ş.a. Metodika issledovania starenia izoliaţii nizkovoltnîh elektriceskih maşin. Izvestia Tomskogo Politehniceskogo Instituta 242, 1972.

[28] *Brown, Gordon. Haar Doris, Metlay Max.* ,,The thermal analysis method for the estmation of tehnica l life ratings of magnet wire enamels. In: IEEE Transactions Electrical Insulation nr. 2, 1973.

[29] *Sašek Lumir, Alexa Ladislav.* Metody posuzovani izolachich materialou a system. In: Electrotechnicki Obzor. **62**, nr. 4, 1973.

[30] *Leskow Stanislaw* şi alţii. Uktady izolacyjne silnikow elektriyouznych N. Nictori aspekty materialw. In: Pr. inst. elektrotechn. **21**, N80. 1973.

[31] *Kakuta Masataka* ş.a. Function tests for induction motor insulation. Ref. Jurnal, nr. 5, 1973.

[32] * * * Referat ICPE. Clasificarea sistemelor de izolaţie şi stabilirea domeniilor de utilizare, 1970.

[33] *Petcu, G., Podani, E., Nistor, G.* Concepţii moderne în clasificarea sistemelor de izolaţie. A III-a conferinţă a electricienilor şi a VIII-a Sesiune tehnico-ştiinţifică ICPE, Bucureşti, 1972.

[34] *Petcu, G.* Tendinţe actuale în clasificarea sistemelor de izolaţie ale maşinilor şi aparatelor electrice (Cursul de specializare a cadrelor din MICM în specialitate: ,,Materiale Electroizolante organice". Bucureşti, 1972).

Intrat în redacţie la 30.IX.1975

CZ 621.316.1 ; 621.375.9

FASCICUL LASER
CANALE DE COMUNICAȚII
DETECȚIA SEMNALELOR
MODULARE

Unele caracteristici ale canalelor de comunicații, cu purtătoare laser, modulată electrooptic

PAUL E. STERIAN,

MIHAIL D. VÂRTOSU,

ADRIAN GH. PODOLEANU

Ing. Paul E. Sterian s-a născut în anul 1946 la 22 noiembrie. În anul 1971 a absolvit Facultatea de electronică și telecomunicații din Institutul politehnic — București. În prezent este asistent la Catedra de fizică a aceluiași institut.
Ing. Mihail D. Vârtosu s-a născut în anul 1949. A absolvit Facultatea de electronică și telecomunicații — București în anul 1972. Este asistent la Catedra de electronică aplicată din Institutul politehnic — București.
Ing. Adrian Gh. Podoleanu s-a născut în anul 1951 la 6 august. În anul 1975 a absolvit Facultatea de electronică și telecomunicații a Institutului politehnic — București.

1. Aspecte ale modulării și detecției optice

Descrierea efectelor electrooptice cu ajutorul elementelor de matrice ale tensorului permitivitate electrică $\overline{\overline{\varepsilon}}$ sau a tensorului susceptibilitate electrică $\overline{\overline{\chi}}$ evidențiază efectul cîmpului electric aplicat asupra proprietăților de anizotropie ale mediului, cu ajutorul relațiilor :

$$\overline{\overline{\chi}}_{cu\ cîmp\ aplicat} = \overline{\overline{\chi}}_{fără\ cîmp\ aplicat} + \delta\overline{\overline{\chi}}, \qquad (1)$$

unde :

$$\delta\chi = \chi_{\alpha_1 \alpha_2 \beta} E_\beta, \qquad (2)$$

pentru efectul electrooptic liniar (Pockels) și

$$\delta\chi = \chi_{\alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2} E_{\beta_1} E_{\beta_2}, \qquad (3)$$

pentru efectul electrooptic pătratic.

În relațiile de mai sus indicii α_i, β_i, semnifică direcțiile x, y, z. Ca urmare, indicii de refracție după axele principale ale elipsoidului indicilor pentru mediul considerat vor depinde de cîmpul electric aplicat astfel [1, 5] :

$$\frac{1}{n_r^2} = \frac{1}{n_r^{02}} + rE + RE^2, \qquad (4)$$

unde : n_r^0 este indicele de refracție în lipsa cîmpului, r — coeficientul electrooptic liniar, iar R coeficientul electrooptic pătratic.

Cînd cîmpul electric aplicat variază după o lege dorită, apare o birefringență variabilă a mediului, ce duce la un defazaj între componentele undei incidente de lumină polarizată liniar, dat de expresia :

$$\Delta\Phi = K(\eta_\alpha - \eta_\beta), \qquad \alpha \neq \beta, \qquad (5)$$

care modifică permanent starea de polarizare pentru unda emergentă, în raport cu cea incidentă, făcînd posibilă modularea uneia din caracteristicile sale : amplitudinea, intensitatea, faza, frecvența, polarizarea.

Dintre aceste tipuri de modulație, cea de intensitate este cea mai răspîndită în practică, datorită tehnicilor relativ simple utilizate la modulare și demodulare, astfel că ne vom ocupa de ea în continuare.

Schema-bloc a configurației de modulare în intensitate a fasciculului provenit de la o sursă laser este prezentată în figura 1.

Introducînd matricele de polarizare ale diferitelor elemente constituiente [1] și folosind

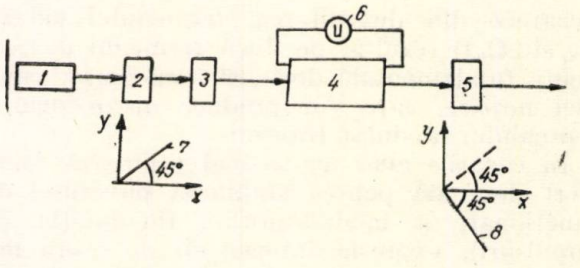


Fig. 1. Modularea în intensitate a fasciculului laser configurația experimentală :

1 — laser ; 2 — polarizor ; 3 — lamă sfert de undă ; 4 — modulator electrooptic ; 5 — analizor ; 6 — generator de excitare a modulatorului ; 7 — axa polarizorului în raport cu cele experimentale ; 8 — poziția axei analizorului.

reprezentarea complexă pentru cîmpul electric al undei laser, cu starea de polarizare dată de matricea coloană :

$$Q = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix}, \tag{6}$$

se găsește pentru matricea de polarizare a fasciculului laser la ieșire expresia :

$$Q_e = T_A\, T_M\, T_{\lambda/4} Q_i = \sqrt{\frac{I_i}{2}}\, i \sin\left(\frac{\Delta\Phi}{2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\pi}{4}\right) \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \tag{7}$$

unde : T_A este funcția de transfer de polarizare a analizorului, T_M cea a modulatorului, $T_{\lambda/4}$ a lamei sfert de undă, Q_i, Q_e matricele de polarizare a fasciculului incident și respectiv emergent, iar I_i intensitatea fasciculului incident.

Pentru un semnal modulator de forma :

$$u_m = U_m \sin \Omega_m t, \tag{8}$$

se obține pentru intensitatea de ieșire expresia :

$$I_e = \frac{1}{2} I_i \left[1 + \sin\left(k_m\, U_m \sin \Omega_m t\right)\right] =$$

$$= \frac{1}{2} I_i \left(1 + \sin \Delta\, \Phi\right), \tag{9}$$

unde : $k_m = \pi / U_{\lambda/2}$ se obține din relația care dă cantitatea $\Delta\Phi$ în funcție de parametrii cristalului electrooptic utilizat, $U_{\lambda/2}$ fiind tensiunea semiundă [5].

Expresia (9) permite calcularea distorsiunilor introduse de modulator cu ajutorul relației :

$$D = \frac{\sqrt{\left[J_3\left(k_m\, U_m\right)\right]^2 + \left[J_5\left(k_m\, U_m\right)\right]^2 + \ldots}}{J_1\left(k_m\, U_m\right)} \times$$

$$\times\, 100\,\%, \tag{10}$$

deoarece din dezvoltarea termenului $\sin\left(k_m\, U_m \sin \Omega_m t\right)$ rezultă, pe lîngă termenul de frecvența fundamentală dorit, și numeroase armonici impare, care vor produce distorsionarea semnalului modulat transmis.

În cazurile cînd nu se mai utilizează lama sfert de undă pentru stabilirea punctului de funcționare a modulatorului, (modulația de impulsuri), expresia intensității de ieșire devine :

$$I_e = I_i \sin^2 \frac{\Delta\, \Phi}{2}. \tag{9'}$$

Demodularea semnalelor transmise optic trebuie să asigure detecția diferitelor tipuri de modulație optică și extragerea semnalului modulator transmis. O primă clasificare a metodelor de detecție se face după principiul de demodulare utilizat care poate consta în fotodetecție directă și fotomixare.

Studiul complet al proceselor de detecție optică, presupune determinarea curentului de ieșire al fotodetectorilor cu considerarea diferitelor tipuri de zgomot. Distribuția statistică a electronilor emiși sub influența radiației laser de semnal și a radiației de fond, precum și a celor emiși datorită excitației termice, arată necesitatea unui model statistic (2), în vederea descrierii cît mai exacte a comportării fotodetectorilor (fig. 2).

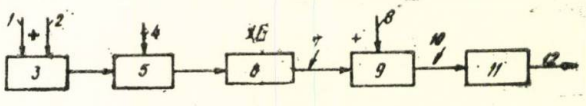


Fig. 2. Modelul statistic al fotodetectorului :
1 – semnal de intrare (i'_S) ; 2 – radiația de fond (i'_A) ; 3 – suprafața fotodetectorului ; 4 – curentul de întuneric (i'_D) ; 5 – sumator ; 6 – multiplicator ; 7 – curentul de semnal și zgomotul de alice la ieșirea fotodetectorului ($i_S + i_A$) ; 8 – zgomotul termic (i_T) ; 9 – sumator ; 10 – curentul de semnal și curentul de zgomot total la ieșirea fotodetectorului ($i_S + i_A + i_T$) ; 11 – filtru de ieșire.

Pentru nivele mici ale semnalului laser (i_s) și ale radiației de fond (i_F) la intrarea sistemului, se poate considera că sînt valabile distribuții statistice de tip Poisson. Același lucru se poate arăta și pentru curentul de întuneric al foto-

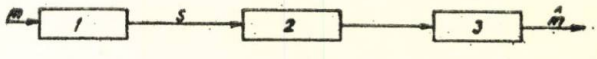


Fig. 3. Modelul statistic al unui canal de comunicații : m – mesaj de intrare ; 1 – transmițător ; 2 – canal ; 3 – receptor ; s – semnal transmis ; $\hat{m}$ – estimatul mesajului transmis.

detectorului, (i_D), care intervine în expresia zgomotului de alice total :

$$i_A = i_D + i_F. \tag{11}$$

Deoarece curentul de întuneric, radiația de fond și radiația laser de semnal, sînt independente, distribuția de probabilitate a ieșirii detectorului datorită acestor componente va fi :

$$P\left(i_S + i_A = \frac{k G q}{\tau}\right) =$$

$$= \frac{\left(\mu_{S,\tau} + \mu_{A,\tau}\right)^k \exp\left\{-\left(\mu_{S,\tau} + \mu_{A,\tau}\right)\right\}}{k!}, \tag{12}$$

și

$$P\left(i_A = \frac{k G q}{\tau}\right) = \frac{\left(\mu_{A,\tau}\right)^k \exp\left\{-\mu_{A,\tau}\right\}}{k!}, \tag{13}$$

în care : $\mu_{S,\tau}$ și $\mu_{A,\tau}$ reprezintă numerele medii de fotoelectroni de semnal și respectiv de zgomot, emiși în perioada de timp τ, iar k un număr întreg.

La zgomotul de alice al fotodetectorului se adaugă, pe rezistența de sarcină, zgomotul termic al acesteia, care are o distribuție gaussiană, cu următoarea densitate de probabilitate :

$$P(i_T)=(2\pi\ \sigma_{iT})^{-1/2}\exp\left\{-\frac{i_T^2}{2\,\sigma_{iT}^2}\right\}, \quad (14)$$

unde :

$$\sigma_{iT}^2 = P_Z/R_S,$$

P_Z — fiind puterea de zgomot măsurată pe rezistența de sarcină R_S. Pentru cîștiguri mari G ale fotodetectorului, i_T este mic în comparație cu i_A și detecția este limitată de zgomotul de alice.

Pentru nivele mari ale semnalului laser de intrare, zgomotul de alice devine neglijabil, iar detecția este limitată de zgomotul termic. În acest caz distribuția de probabilitate a semnalului poate fi considerată de tip gaussian, astfel că densitatea de probabilitate a curentului total al fotodetectorului va fi :

$$P(i_S+i_T)=\left[2\pi\left(\frac{q^2\,\mu_{S,\tau}}{\tau^2}+\sigma_{iT}^2\right)\right]^{-1/2}\exp\left\{\frac{-\left(i_S+i_T-\frac{q\,\mu_{S,\tau}}{\tau}\right)^2}{2\left(\frac{q^2\mu_{S,\tau}}{\tau^2}+\sigma_{iT}^2\right)}\right\}. \quad (15)$$

Cele mai multe sisteme de detecție optică, consideră că semnalul este prezent la ieșirea fotodetectorului, în cazul cînd curentul de ieșire depășește o valoare de prag determinată [3, 4]. Un criteriu pentru găsirea optimă a pragului de decizie este cel al probabilității de eroare minimă, care compară raportul dintre densitatea de probabilitate de prezență, atît a semnalului, cît și a zgomotului la ieșire și cea care dă probabilitatea prezenței zgomotului la ieșire cu raportul de plauzibilitate :

$$\Lambda=\frac{1-\delta}{\delta}, \quad (16)$$

unde : δ este probabilitatea apriori de transmisie a semnalului. O exprimare elegantă a acestui criteriu de decizie este oferită de teoria cuantică a detecției.

Vom analiza cazul cînd sursa de date este digitală, astfel că în intervalul de semnalizare $[0, T]$, intrarea transmițătorului este unul din mesajele $m_1, m_2, \ldots m_M$. Pentru un mesaj transmis m_j, cîmpul electromagnetic din cavitatea receptoare [6, 7] este un amestec statistic de stări, specificate de operatorul densitate ρ_j. Ieșirea m a sistemului este dată de estimatul mesajului de intrare m. Aceasta se obține prin decizia luată de receptor în intervalul $[0, T]$, alegîndu-se una din ipotezele $H_1, H_2 \ldots H_M$, ipoteza H_j corespunzînd transmiterii mesajului m_j.

Fie $X = (X_1, X_2, \ldots X_L)$ un operator hermitian cu L componente corespunzînd observabilelor care trebuie măsurate de receptor. Cînd acești operatori comută, o măsurare simultană a observabilelor corespunzătoare conduce la o valoare a parametrilor cu L componente, $x_n = (x_{1n}, x_{2n}, \ldots x_{Ln})$, unde x_{jn} este valoarea proprie a operatorului x_j, cu $j = 1, 2, \ldots L$.

Pentru simplificare se presupune că spectrele de valori proprii ale operatorilor X_j și ρ_j sînt discrete. Se notează cu $|x_n>$ vectorul propriu simultan al operatorilor comutativi $X_1, X_2, \ldots X_L$, cu p_{jn} probabilitatea ca receptorul să aleagă ipoteza H_j cînd rezultatul măsurării este x_n și cu δ_j probabilitatea apriori a transmiterii mesajului m_j.

Probabilitatea de eroare $P_e = P_r(\hat{m} \neq m)$, se va putea exprima astfel :

$$P_e = 1 - \sum_n \sum_{j=1}^{M} \delta_j < x_n |\ \rho_j |\ x_n >, \quad (17)$$

unde :

$$< x_n |\ \rho_j |\ x_n > = P(x_n | m_j), \quad (18)$$

conform teoriei operatorului densitate.

Expresia (17) se poate transcrie în funcție de operatorii de proiecție :

$$\pi_j = \sum_n p_{jn} |\ x_n >< x_n |, \quad (19)$$

sub forma :

$$P_e = 1 - \sum_{j=1}^{M} \delta\ \textit{Urmă}\ [\rho_j\, \pi_j]. \quad (20)$$

În cazul detecției binare, în intervalul $[0, T]$ receptorul ideal va alege între două ipoteze : ipoteza H_0 — cîmpul din cavitate este dat numai de zgomot și ipoteza H_1 — cavitatea conține atît semnal, cît și zgomot.

Dacă notăm cu $1 - \delta$ probabilitatea apriori a ipotezei H_0 (lipsa semnalului) expresia (20) devine :

$$P_e = (1-\delta)\ \textit{Urmă}\ [\rho_0 \cdot \pi] + \delta[1 - \textit{Urmă}[\rho_1 \pi]] =$$
$$= \delta\{1 - \textit{Urmă}\ [(\rho_1 - \Lambda\rho_0)\,\pi]\}, \quad (21)$$

unde : π este operatorul de proiecție pentru descrierea detecției binare, iar Λ este raportul de plauzibilitate (16).

Din condiția de minimizare a lui P_e, rezultă pentru cazul operatorilor ρ_1 și ρ_0 comutativi, următoarele valori proprii ale operatorului de detecție $\rho_1 - \Lambda\rho_0$:

$$\eta_k = P_k^{(1)} - \Lambda P_k^{(0)}. \tag{22}$$

Dacă sistemul este într-o stare care corespunde lui $\eta_k > 0$ rezultă pentru alegerea lui H_1 condiția :

$$P_k^{(1)}/P_k^{(0)} > \Lambda, \tag{23}$$

rezultat în concordanță cu cel obținut în teoria statistică a detecției [3, 4].

Valorile curenților de prag pentru cazul cînd detecția este limitată de zgomot de alice, cît și pentru cazul în care este limitată de zgomot termic sînt :

$$(i_S + i_A)_{A\,prag} = \frac{G\,q}{\tau} \frac{\mu_{S,\tau} + \ln\left[\dfrac{1-\delta}{\delta}\right]}{\ln\left[1 + \dfrac{\mu_{S,\tau}}{\mu_{A,\tau}}\right]} \tag{24}$$

și respectiv :

$$(i_T)_{prag} = \frac{q}{2\tau}\mu_{S,\tau} + \frac{(\sigma_{iT})^2}{(q/\tau)\,\mu_{S,\tau}} \ln\left[\frac{1-\delta}{\delta}\right]. \tag{25}$$

2. Sisteme de comunicații experimentate

Rezultatele experimentale pe care le prezentăm în continuare cuprind modularea electrooptică a fasciculului laser cu o subpurtătoare radio și modulația electrooptică de impulsuri a purtătoarei optice.

În figura 4 se prezintă schema-bloc a configurației de transmisie pe o purtătoare optică de 632,8 mm a unei subpurtătoare radio de 1 MHz.

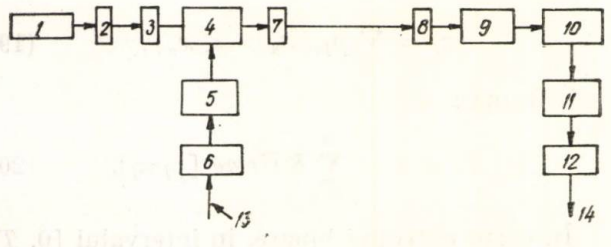


Fig. 4. Schema-bloc a instalației pentru modularea în intensitate a fasciculului laser :

1 — laser 2 — polarizor; 3 — lama sfert de undă; 4 — modulator electrooptic; 5 — etaj de excitare a modulatorului; 6 — oscilator; 7 — analizor; 8 — filtru optic; 9 — fotodetector; 10 — etaj separator; 11 — amplificator; 12 — demodulator; 13 — informația la intrare; 14. — informația la ieșire.

Proiectarea modulatorului cu efect electrooptic longitudinal a necesitat luarea în considerare a efectelor de străpungere și piezoelectric în dimensionarea cristalului de KH_2PO_4 și așezarea sa în carcasă, precum și calculul tensiunii $U_{\lambda/2}$ cu ajutorul expresiei :

$$U_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{2n_0^3 r_{63}} = 8{,}8 \text{ kV}. \tag{26}$$

Această valoare a tensiunii $U_{\lambda/2}$ a fost găsită și experimental prin ridicarea caracteristicii statice electrooptice a cristalului de *KDP*. Puterea necesară pentru modulație a fost calculată cu relația :

$$P_m = \frac{1}{2}(U_{\lambda/2})^2\, C\Omega \left(\frac{\Delta\Phi}{\pi}\right), \tag{27}$$

în care : C este capacitatea cristalului de *KDP*, Ω frecvența subpurtătoarei radio, iar $\Delta\Phi$ excursia de fază dorită [5, 8].

Generatorul de modulare furnizează o tensiune sinusoidală de 1 MHz cu amplitudinea reglabilă continuu, pînă la 1 500 V (v.v.) prin varierea tensiunii de alimentare. Schema de principiu a acestuia este dată în figura 5.

Fasciculul laser modulat în intensitate este demodulat cu ajutorul unui fotomultiplicator tip Φ ЭУ22, urmat de un separator și un lanț de prelucrare electronică.

Studiul liniarității sistemului de transmisie s-a făcut cu ajutorul caracteristicii $U_{e\,det.} = f(U_{i.\,mod})$, trasată experimental în figura 6. Pentru aprecierea liniarității sistemului, s-a utilizat calculatorul FELIX C—256, care a fost programat să calculeze polinoamele aproximante ale curbei de transmisie a sistemului, pînă la gradul trei, minimizînd eroarea produsă prin aproximare prin metoda celor mai mici pătrate. S-au obținut următoarele rezultate :

$$U_{eI} = 0{,}18\cdot 10^{-2}\, U_i + 0{,}2\cdot 10^{-1}, \tag{28}$$

$$U_{eII} = 0{,}47\cdot 10^{-6}\, U_i^2 + 0{,}25\cdot 10^{-2}\, U_i + 0{,}2, \tag{29}$$

$$U_{eIII} = 0{,}57\cdot 10^{-10}\, U_i^3 + 0{,}6\cdot 10^{-6}\, U_i^2 + 0{,}26\cdot 10^{-2}\, U_i + 0{,}2, \tag{30}$$

din care rezultă o liniaritate satisfăcătoare a sistemului de transmisie.

Tot cu ajutorul calculatorului s-au putut calcula distorsiunile introduse de modulator, date de relația (10), utilizîndu-se subrutina de calcul a funcțiilor Bessel. Rezultatele obținute sînt prezentate în figura 7. Se observă o creștere rapidă a gradului de distorsiuni, odată cu creșterea semnalului de excitare a modulatorului.

Deoarece, pe de altă parte, creșterea semnalului de excitare a modulatorului conduce la creșterea eficienței de modulație, rezultă că se poate determina o tensiune de excitare optimă pentru performanțe ridicate ale sistemului.

Gradul de modulație a purtătoarei luminoase, calculat conform definiției :

$$M = \frac{2\,(I_e)_{max} - I_i}{I_i} \times 100\,\%, \tag{31}$$

a rezultat egal cu 8%.

În figura 8 se poate vedea forma de undă a semnalului de 1 MHz la ieșirea lanțului de detecție, obținută prin oscilografierea tensiunii respective. În figura 9 subpurtătoarea radio

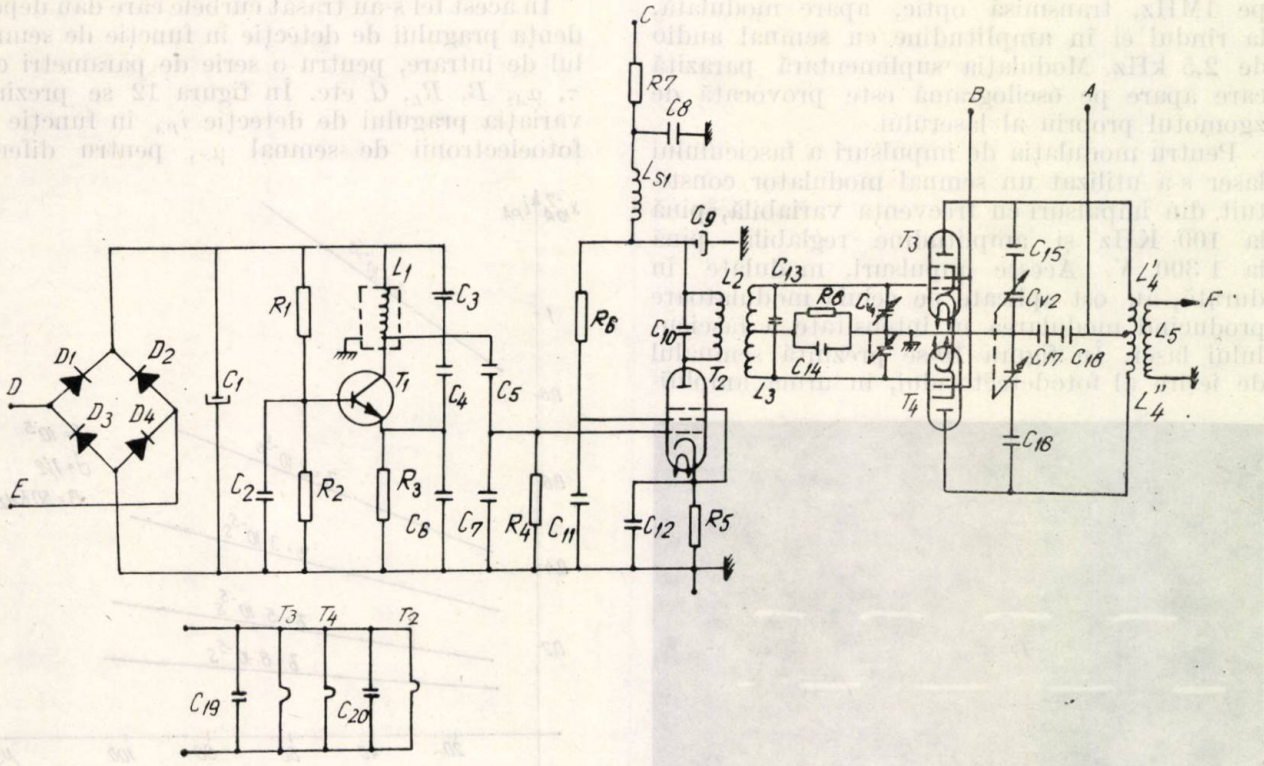


Fig. 5. Schema de principiu a blocului de excitare a modulatorului.

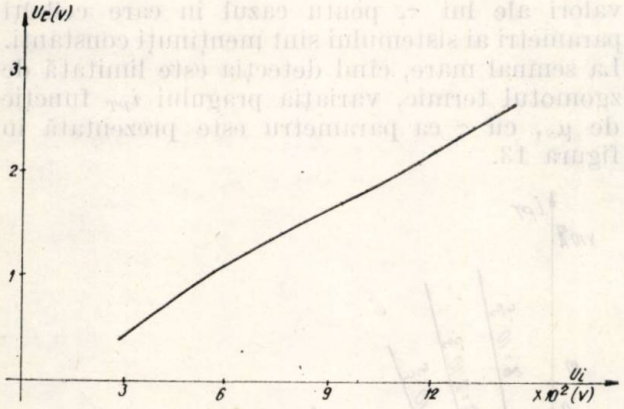


Fig. 6. Liniaritatea sistemului de transmisie $U_c = f(U_i)$.

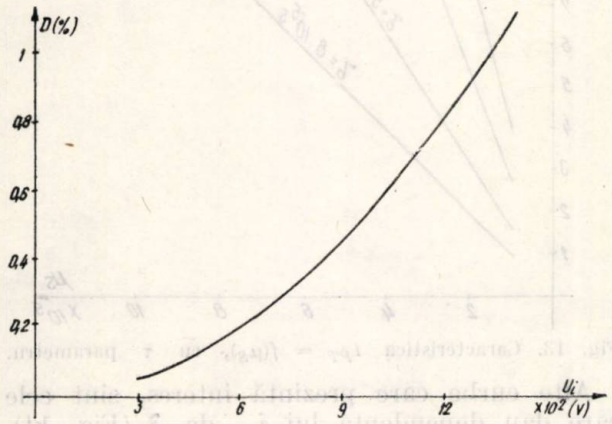


Fig. 7. Distorsiunile modulatorului.

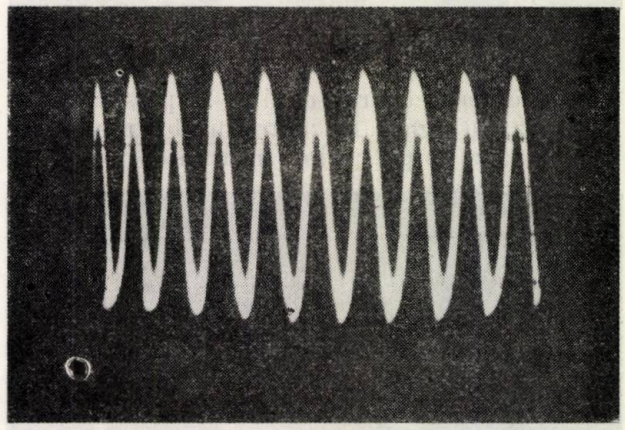


Fig. 8. Subpurtătoarea radio de 1 MHz, transmisă pe fasciculul laser, la ieşirea sistemului de detecţie.

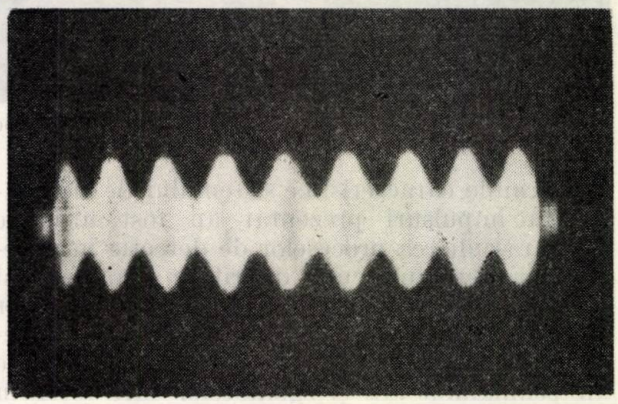


Fig. 9. Subpurtătoarea radio de 1 MHz, modulată cu semnal audio de 2,5 kHz, la ieşirea sistemului de detecţie.

pe 1MHz, transmisă optic, apare modulată, la rîndul ei în amplitudine cu semnal audio de 2,5 kHz. Modulaţia suplimentară parazită care apare pe oscilogramă este provocată de zgomotul propriu al laserului.

Pentru modulaţia de impulsuri a fasciculului laser s-a utilizat un semnal modulator constituit din impulsuri cu frecvenţa variabilă, pînă la 100 KHz şi amplitudine reglabilă pînă la 1 300 V. Aceste impulsuri, modulate în durată, au ost aplicate pe celula modulatoare producînd modularea în intensitate a fasciculului laser. În figura 10 se prezintă semnalul de ieşire al fotodetectorului, în urma amplifi-

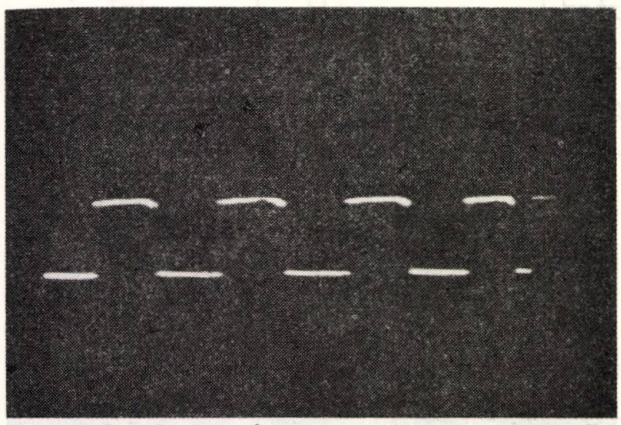


Fig. 10. Impulsuri cu frecvenţa de 100 kHz, transmise pe fasciculul laser.

cării, pentru o frecvenţă a impulsurilor de 100 kHz. În figura 11, apare în plus modulaţia în durată a impulsurilor transmise optic.

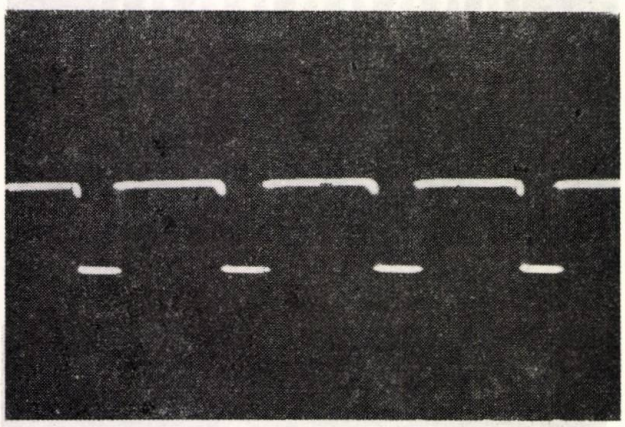


Fig. 11. Modulaţia de durată a impulsurilor transmise pe fasciculul laser.

Mărimile caracteristice sistemului de modulaţie în impulsuri prezentat au fost utilizate pentru studierea proceselor de detecţie în vederea aprecierii influenţei diferiţilor parametri ai canalului de transmisie asupra performanţelor acestuia. Formele relativ complicate ale expresiilor ce definesc distribuţiile de probabilitate ale semnalului util şi zgomotelor care intervin în procesul de detecţie au făcut necesară utilizarea calculatorului.

În acest fel s-au trasat curbele care dau dependenţa pragului de detecţie în funcţie de semnalul de intrare, pentru o serie de parametri ca : τ, μ_A, B, R_L, G etc. În figura 12 se prezintă variaţia pragului de detecţie i_{PA} în funcţie de fotoelectronii de semnal μ_S, pentru diferite

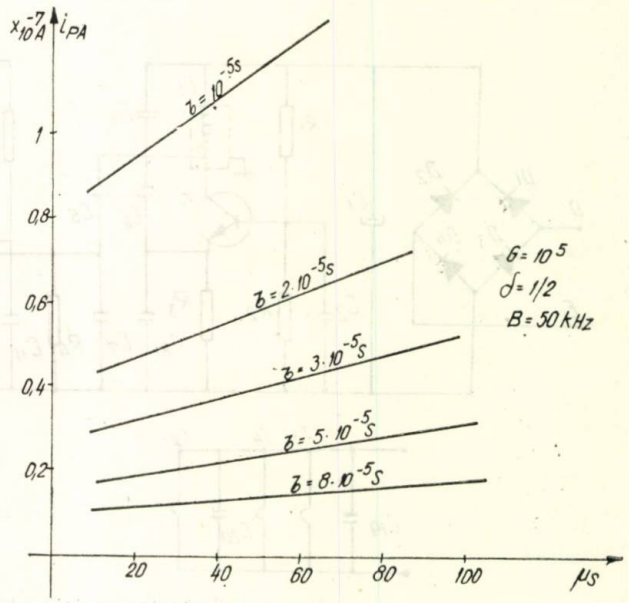


Fig. 12. Caracteristica $i_{PA} = f(\mu_S)$, cu τ parametru.

valori ale lui τ, pentu cazul în care ceilalţi parametri ai sistemului sînt menţinuţi constanţi. La semnal mare, cînd detecţia este limitată de zgomotul termic, variaţia pragului i_{PT} funcţie de μ_S, cu τ ca parametru este prezentată în figura 13.

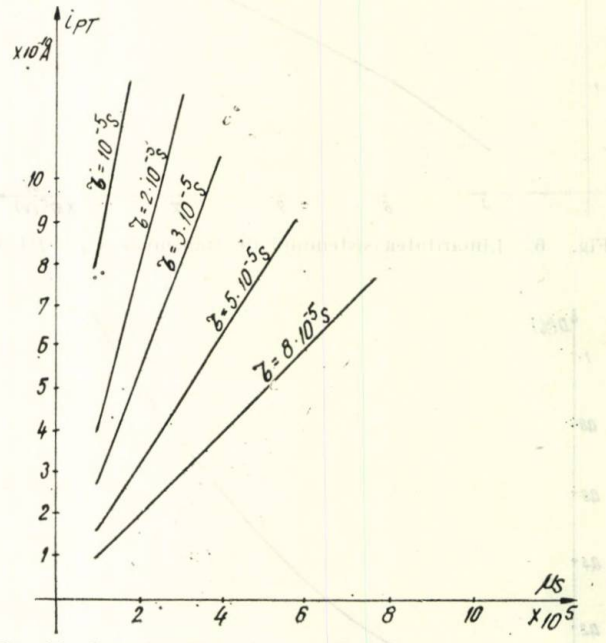


Fig. 13. Caracteristica $i_{PT} = f(\mu_S)$, cu τ parametru.

Alte curbe care prezintă interes, sînt cele care dau dependenţa lui i_{PA} de δ (Fig. 14), a lui i_{PA} de μ_S cu μ_A ca parametru (Fig. 15),

precum și a pragului de detecție i_{PA} de cîștigul fotomultiplicatorului G, la diferiți μ_S (fig. 16).

Din analiza acestor curbe se constată că există concordanță deplină între rezultatele obținute din calcul, prevederile teoretice și

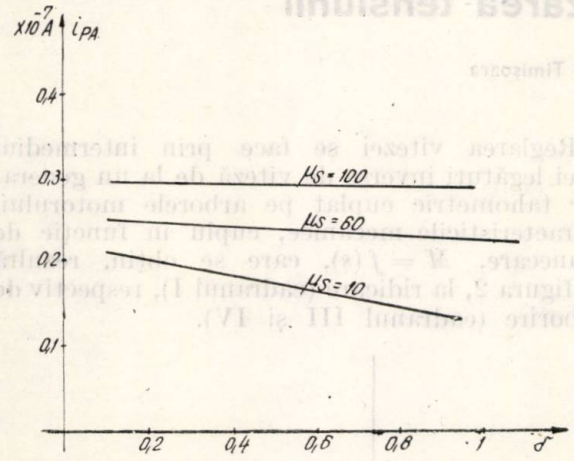


Fig. 14. Caracteristica $i_{PA} = f(\delta)$, cu μ_S parametru.

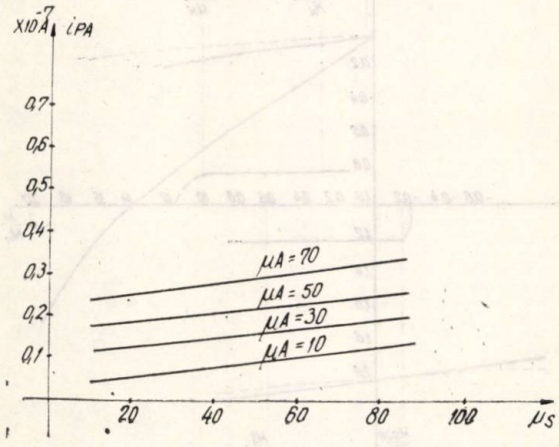


Fig. 15. Caracteristica $i_{PA} = f(\mu_S)$, cu μ_A parametru.

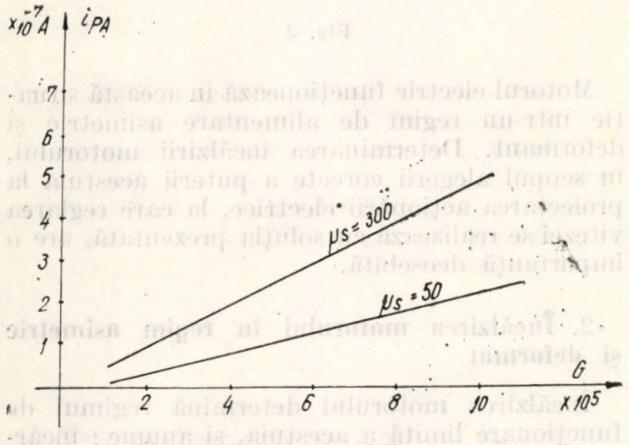


Fig. 16. Caracteristica $i_{PBA} = f(G)$, cu μ_S parametru.

datele experimentale în privința sensului de variație, ponderii diferiților parametri și interdependenței dintre aceștia, devenind posibilă modelarea unui sistem cu performanțe optime.

De asemenea, aceste studii asupra zgomotelor care intervin la detecție scot în evidență eficiența mai ridicată a canalului de transmisie cu detecție limitată de zgomotul de alice în comparație cu cea a canalelor în care detecția este limitată de zgomot termic.

3. Concluzii

Sistemele de comunicații construite și experimentate utilizează modulația electrooptică de intensitate a fasciculului laser, datorită avantajelor pe care le prezintă acest tip de modulație, în privința tehnicilor de emisie și de modulare, precum și datorită posibilităților pe care le deschide pentru trecerea la alte tipuri de modulație, dificultățile întîlnite fiind de aceeași natură.

În același timp sistemele de modulare prezentate rezolvă o serie de probleme comune și celorlalte tipuri de modulație electrooptică cunoscute, dintre care remarcăm : construcția modulatorilor, stabilirea condițiilor optime de interacțiune parametrică între cîmpul optic și cîmpul de radiofrecvență, cerute de teoremele de conservare a energiei și impulsului, ca și de obținerea unui raport semnal-zgomot maxim, extragerea semnalului util de zgomot etc.

Dezavantajele modulației de intensitate a luminii, manifestate prin : fluctuațiile datorită propagării, distorsiunile neliniare pronunțate și raportul semnal-zgomot mic, pot fi diminuate prin utilizarea unor procedee de modulație pentru subpurtătoare, cum ar fi : modulația de impulsuri și modulația de frecvență, care asigură o protecție considerabilă asupra zgomotului dar cer o lărgime de bandă mult mai mare.

Prelucrarea datelor cu ajutorul calculatorului este o metodologie absolut necesară pentru studiul caracteristicilor canalelor de transmisie, datorită numărului mare de parametri care intervin și a interdependenței relativ complicate dintre aceștia, oferind în același timp posibilitatea optimizării performanțelor sistemelor de comunicații optice.

Bibliografie

[1] *Pratt, W. K.* Laser communication systems. John Wiley& Sons, 1969.
[2] *Arrechi, F. T.*, ș.a. Laser Handbook. North Holland Publ. Co., 1972.
[3] *Levine, B.* Fundaments théoretiques de la radiotechnique statistique. Edition MIR, Moscou, 1974.
[4] *Spătaru, Al.* Teoria transmisiunii informației, vol. II, 1971.
[5] *Sterian, P. E.* Prelucrarea opto-electronică a informației, vol. I, Litografie IPB, 1974.
[6] *Glauber, R. J.* Phys. Rev., vol. **131**, September 15, 1963.
[7] *Helstrom, C. W.*, ș.a. Proceedings of the IEEE, vol. **58**, nr. 10, October 1970.
[8] *Sterian, P. E.* și *Podoleanu, A. Gh.* Revue Roumaine de Physique, nr. 3, martie, 1975.

Intrat în redacție la 17.IV.1975

CZ 621.313.13 : 621.316.718.5

Studiul încălzirii motoarelor electrice asincrone cu reglarea vitezei prin asimetrizarea tensiunii

HORTENSIA RUSU* — Timișoara

1. Introducere

La unele tipuri de mașini de ridicat, cum ar fi de exemplu podurile rulante de montaj, macaralele portuare și altele, procesele tehnologice impun folosirea acționărilor electrice care să permită reglarea vitezei la mecanismele de ridicare.

Una din metodele de reglare a vitezei, în scopul obținerii unor viteze reduse de 10—20% din viteza nominală, se realizează prin asimetrizarea tensiunii de alimentare a motorului asincron cu rotor bobinat, introducînd un element reglabil pe una din fazele motorului. La mecanismele de ridicare elementul reglabil constă dintr-un amplificator magnetic și un condensator legate în paralel [1] (fig. 1 a). În anumite cazuri particulare cînd și cîrligul gol este suficient de greu pentru antrenarea mecanismului se poate renunța la condensator. Amplificatorul magnetic poate fi înlocuit cu o pereche de tiristoare în montaj antiparalel [2, 5, 6], (fig. 1b).

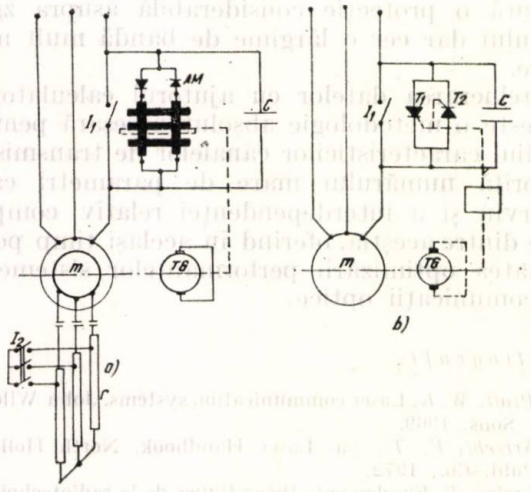


Fig. 1

Soluția de acționare cu reglarea vitezei (conform fig. 1a) a fost aplicată cu bune rezultate la mecanismele de ridicare ale unor poduri rulante și macarale.

* Ing. *H. Rusu* este cercetător principal la Inst. de cercetări și proiectări pentru mașini de ridicat și transport uzinal — Timișoara.

Reglarea vitezei se face prin intermediul unei legături inverse de viteză de la un generator tahometric cuplat pe arborele motorului. Caracteristicile mecanice, cuplu în funcție de alunecare, $M = f(s)$, care se obțin, rezultă în figura 2, la ridicare (cadranul I), respectiv de coborîre (cadranul III și IV).

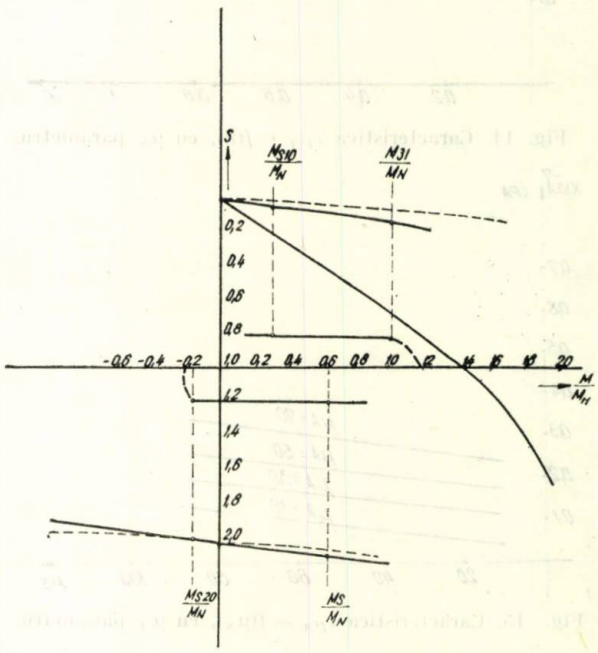


Fig. 2

Motorul electric funcționează în această situație într-un regim de alimentare asimetric și deformant. Determinarea încălzirii motorului, în scopul alegerii corecte a puterii acestuia la proiectarea acționării electrice, la care reglarea vitezei se realizează cu soluția prezentată, are o importanță deosebită.

2. Încălzirea motorului în regim asimetric și deformat

Încălzirea motorului determină regimul de funcționare limită a acestuia, și anume : încărcarea lui, durata de acționare în cazul motoarelor de macara care funcționează într-un regim intermitent, timpul de lucru cu viteză redusă.

Încălzirea limită poate fi determinată prin două condiții, și anume : fie că se impune ca pierderile totale din mașină să nu depășească

pierderile nominale, fie că se pune condiția ca în nici una din fazele înfășurării statorice să nu existe un curent echivalent care să depășească curentul nominal.

La motoarele bine ventilate, la care căldura este eliminată prin convecție se indică să se utilizeze limitarea curentului pe fiecare fază, pe cînd la motoarele închise, la care transmiterea căldurii la suprafața carcasei se face prin conducție și deci unde este posibilă o egalizare a temperaturilor între înfășurări, se va lua mai degrabă în considerare condiția pierderilor totale. Motoarele de macara fiind motoare capsulate, cu ventilație exterioară se apropie de cazul al doilea al limitării pierderilor totale.

Pierderile totale în mașină sînt date de relația :

$$p = p_m + p_{Fe} + p_{Cu1} + p_{Cu2}, \qquad (1)$$

unde :

p_m sînt pierderile mecanice ;

p_{Fe} — pierderile în fier ;

p_{Cu1} — pierderile în Cu, în înfășurările din stator ;

p_{Cu2} — pierderile în Cu, în înfășurările din rotor.

În cazul alimentării cu un sistem de tensiuni asimetrice și deformate, motorul funcționînd la diferite încărcări și alunecări, pierderile în fier, cît și pierderile în cupru se modifică față de situația regimului nominal de funcționare, cînd :

$$p_N = p_m + P_{FeN} + P_{Cu1N} + P_{Cu2N}. \qquad (2)$$

Se fac următoarele ipoteze simplificatoare :

— pierderile mecanice se consideră constante, independente de viteză ;

— se neglijează efectul pelicular în înfășurările motorului ;

— se consideră o impedanță de asimetrizare liniară.

Cunoscînd dependența pierderilor în fier cu tensiunea, cît și a pierderilor în Cu cu curenții, rezultă :

$$p_{Fe} = p_{FeN}\left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^2; \qquad (3)$$

$$p_{Cu1} = 3\, I_1^2\, R_1 = p_{Cu1N}\cdot\left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2; \qquad (4)$$

$$p_{Cu2} = 3\, I_2'^2\, R_2' = p_{Cu2N}\cdot\left(\frac{I_2'}{I_{2N}'}\right)^2. \qquad (5)$$

Pierderile totale în mașină pentru un anumit regim de funcționare la alimentare asimetrică rezultă din :

$$p_1 = p_m + p_{FeN}\cdot\left[\left(\frac{U_{1d}}{U_{1N}}\right)^2+\left(\frac{U_{1i}}{U_{1N}}\right)^2\right]+$$

$$+ p_{Cu1}\left[\left(\frac{I_{1d}}{I_{1N}}\right)^2+\left(\frac{I_{1i}}{I_{1N}}\right)^2\right] + p_{Cu2}\left[\left(\frac{I_{2d}'}{I_{2N}'}\right)^2+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{I_{2i}'}{I_{2N}'}\right)^2\right]. \qquad (6)$$

Avînd în vedere că elementele de asimetrizare provoacă și deformarea sistemului, tensiuni și curenți, vor apare pierderi suplimentare datorate armonicilor de tensiune și curent. Determinînd pe cale experimentală curbele de tensiune și curent și descompunîndu-le în armonici (ν — ordinul armonicii), rezultă din calcul utilizînd metoda superpoziției pierderile suplimentare [3] :

$$p_{Fe_s} = p_{FeN}\sum_{\nu=1}^{n}\left(\frac{U_{1\nu}}{U_{1N}}\right)^2\frac{1}{\nu 0{,}7}; \qquad (7)$$

$$p_{Cu1_s} = p_{CuN}\sum_{\nu=1}^{n}\left(\frac{I_{1\nu}}{I_{1N}}\right)^2. \qquad (8)$$

Pierderile totale în mașină pentru un anumit regim de funcționare la alimentare asimetrică și în regim deformat rezultă deci :

$$p_2 = p_m + p_{FeN}\left[\left(\frac{U_{1d}}{U_{1N}}\right)^2+\left(\frac{U_{1i}}{U_{1N}}\right)^2\right]+$$

$$+ p_{Cu1}\left[\left(\frac{I_{1d}}{I_{1N}}\right)^2+\left(\frac{I_{1i}}{I_{1N}}\right)^2\right] + p_{Cu2}\left[\left(\frac{I_{2d}'}{I_{2N}'}\right)^2+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{I_{2i}'}{I_{2N}'}\right)^2\right] + p_{Fe_s} + p_{Cu_s},$$

sau :

$$p_2 = p_1 + p_{Fe_s} + p_{Cu_s}. \qquad (9)$$

3. Regimul de funcționare a mecanismului acționat

Cunoscînd condițiile în care urmează să funcționeze motorul, determinate de mecanismul acționat, se va putea stabili, fie o nouă durată de acționare „*DA*" pentru motorul de acționare la aceeași putere nominală, fie pentru durata de acționare nominală să se precizeze în ce măsură trebuie diminuată această putere pentru a nu depăși încălzirea nominală.

Se consideră numai cazul determinării unei noi durate de acționare în condițiile funcționării și cu microviteză.

La mecanismele mașinilor de ridicat mișcările se succed, în general, sub formă de cicluri mai mult sau mai puțin regulate. De exemplu, la un mecanism de ridicare un ciclu este compus din următoarele mișcări :

— coborîrea cîrligului gol ;

— ridicarea sarcinii;
— coborîrea sarcinii;
— ridicarea cîrligului gol.

Dacă se consideră din durata de acţionare nominală DA_N o anumită parte, în care să se funcţioneze la viteză redusă αDA_N, şi se consideră că la funcţionare în regim simetric în timpul $(1 - \alpha)DA_N$, motorul este solicitat chiar la parametrii lui nominali, rezultă noua durată de acţionare DA_x pe caracteristicile mecanice de viteză redusă din relaţia următoare:

$$DA_N \cdot p_N = DA_x\left[\frac{p_{co} + p_{rs} + p_{cs} + p_{ro}}{4} \cdot \beta\right], \quad (10)$$

unde:

p_{co} reprezintă pierderile totale la coborîrea cîrligului gol cu viteză redusă;
p_{rs} — la ridicarea sarcinii;
p_{cs} — la coborîrea sarcinii;
p_{ro} — la ridicarea cîrligului gol.

β este coeficientul care evidenţiază dependenţa cu viteza a condiţiilor de răcire, prin valorile constantei de timp termice a motorului, funcţionînd în regim intermitent nominal şi la alte viteze, diferite de cea nominală. Pentru motoarele capsulate se poate admite la 0,2 din viteza nominală:

$$\beta = 0{,}86. \quad (11)$$

Valoarea coeficientului β a fost determinată experimental pentru motorul analizat.

În relaţia (10) s-au considerat timpii de funcţionare în cele patru situaţii enumerate mai sus avînd valori egale, ceea ce este explicabil prin faptul că atît viteza, cît şi distanţa de parcurs se pot considera aceleaşi.

Din relaţia (10) rezultă durata de acţionare pentru viteza redusă:

$$DA_x = \frac{\alpha \cdot DA_N \cdot p_N}{\frac{p_{co} + p_{rs} + p_{cs} + p_{ro}}{4\beta}}; \quad (12)$$

Durata de acţionare totală va fi:

$$DA = (1 - \alpha)\, DA_N + DA_X. \quad (13)$$

Dacă la funcţionarea în regim simetric în timpul $(1 - \alpha)DA_N$ motorul nu este solicitat la valoarea lui nominală, trebuie să se determine încălzirea pentru întregul timp de funcţionare, obţinîndu-se în acest fel:

$$DA = \frac{\alpha DA_N\, p_N}{\frac{p_{co} + p_{rs} + p_{cs} + p_{ro}}{4\beta}} + \frac{(1 - \alpha)DA_N \cdot p_N}{\frac{p^*_{co} + p^*_{rs} + p^*_{cs} + p^*_{ro}}{4}}, \quad (14)$$

unde cu * s-au notat pierderile la funcţionare în regim simetric.

4. Exemplu

La motorul de macara de 5 kW, 930 rot/min; $I_{1N} = 12{,}4$ A; $I'_{2N} = 8{,}97$ A; $p_m = 139$ W; $p_{FeN} = 207$ W, $R_1 = 1{,}14\Omega$; $R'_{2N} = 1{,}58\Omega$ şi rezistenţa exterioară din circuitul rotoric de $R'_2 = 13{,}6\Omega$ ($R_2 = 1{,}0\Omega$), s-a determinat durata de acţionare pentru cazul funcţionării cu reglarea vitezei prin asimetrizarea tensiunii, conform figurii 1 a, pentru cuplurile produse de mecanismul executor, avînd valorile din figura 2. Cu M_{S10} şi M_{S20} s-au notat cuplurile la funcţionare în gol, respectiv M_{S1} şi M_{S2} cu sarcina nominală.

Pentru punctele determinate de cele patru situaţii de funcţionare indicate şi în figura 2, pe baza relaţiilor (2.2) şi (2.3) din anexa 2 s-au

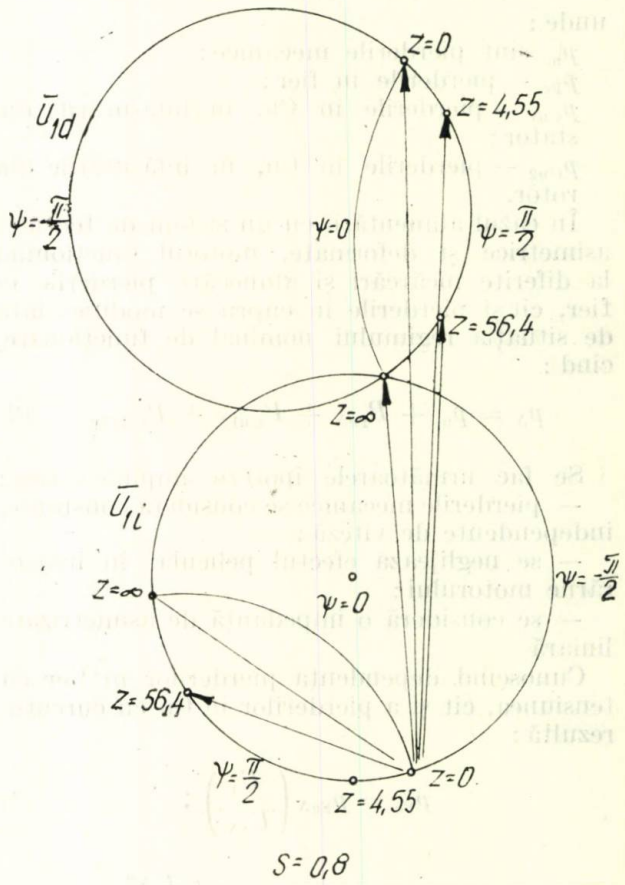


Fig. 3

dedus valorile impedanţelor de asimetrizare Z, respectiv componentele curenţilor şi curenţii prin înfăşurări. În figura 3 s-au reprezentat componentele tensiunilor, iar în figura 4, curenţii prin înfăşurările statorice pentru $s = 0{,}8$. În mod analog s-au făcut reprezentările şi s-au dedus mărimile tensiunilor şi curenţilor şi pentru $s = 1{,}2$. S-au calculat pierderile cu relaţiile (3), (4), (5,) (6), (tab. 1).

Dacă se consideră numai un regim asimetric sinusoidal, durata de acţionare nominală a motorului fiind de 40%, şi funcţionarea la viteză redusă de 20%, adică $DA = 0{,}4$ şi $\alpha = 0{,}5$, pierderile nominale totale fiind $p_N = 1265$ W, conform relaţiilor (12) şi (13) se obţine $DA_x = 0{,}167$ şi $DA = 0{,}367$.

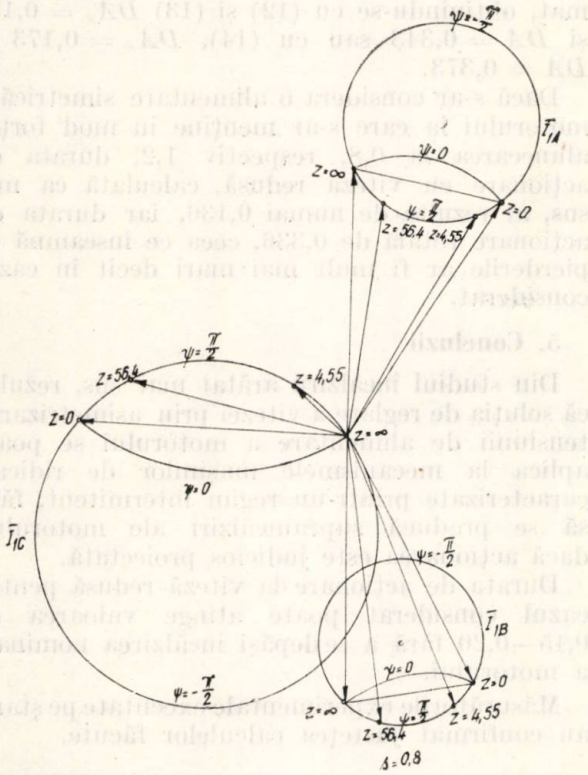


Fig. 4

Luînd în considerare întregul ciclu de funcţionare, inclusiv perioada de lucru la tensiunea simetrică de alimentare, avînd curenţii din înfăşurarea statorică conform tabelului 1, cu relaţia (14) se obţine $DA_x = 0{,}214$ şi $DA = 0{,}414$.

În realitate, la soluţia din figura 1, pe lîngă regimul asimetric apare şi un regim deformat, datorat elementului neliniar de asimetrizare. Pentru cazul concret considerat s-au oscilografiat curenţii statorici în cele patru situaţii de funcţionare, elementul de asimetrizare fiind constituit de amplificatorul magnetic AM, tip $AMSU-5a$, 3900 VA, 380 V şi condensatorul $C = 70$ μF, alese, conform [4].

Curbele oscilografiate ale curenţilor sînt date în figura 5, iar conţinutul de armonici reiese din tabelul 2.

Din analiza armonică făcută asupra curbelor de curent rezultă că armonicile de ordin par sînt nule, iar armonica a treia are valoarea cea mai mare în fazele A şi B, atingînd 20%, iar în faza C, chiar 40% din fundamentală.

Neglijînd pierderile suplimentare în fier datorate armonicilor din tensiune, care sînt mult mai mici, sub 5% din pierderile p_{FeN}, valoare verificată experimental, se deduc pierderile

Tabelul 1

	s	$\frac{M}{M_N}$	Z, Ω	ψ	U_{1d}, V	U_{1i}, V	I_{1d}, A	I_{1i}, A	P_1, W
Coborîrea cîrligului gol (*co*)	1,2	−0,15	210	$-\frac{\Pi}{2}$	88,5	130,2	7,46	8,6	1048
	0,02	−0,15	0		220	0	10,2	0	954
Ridicarea sarcinii nominalei (*rs*)	0,8	1,0	4,55	$\frac{\pi}{2}$	205	17,5	13,6	1,6	1414
	0,12	1,0	0		220	0	12,5	0	1092
Coborîrea sarcinii nominale (*cs*)	1,2	0,64	27,4	$\frac{\pi}{2}$	150	84	12,8	5,1	1520
	−0,07	0,64	0		220	0	11,8	0	1049
Ridicarea cîrligului gol (*ro*)	0,8	0,3	56,4	$\frac{\pi}{2}$	140	76	9,5	6,5	1055
	0,04	0,3	0		220	0	10,5	0	1002
Ridicarea cu viteză redusă la alimentare simetrică	0,8		0		220	0	14,57	0	1616
Coborîrea cu viteză redusă la alimentare simetrică	1,2		0		220	0	18,4	0	2366
Funcţionarea motorului în regim nominal	0,07	1,0	0		220	0	12,4	0	1265

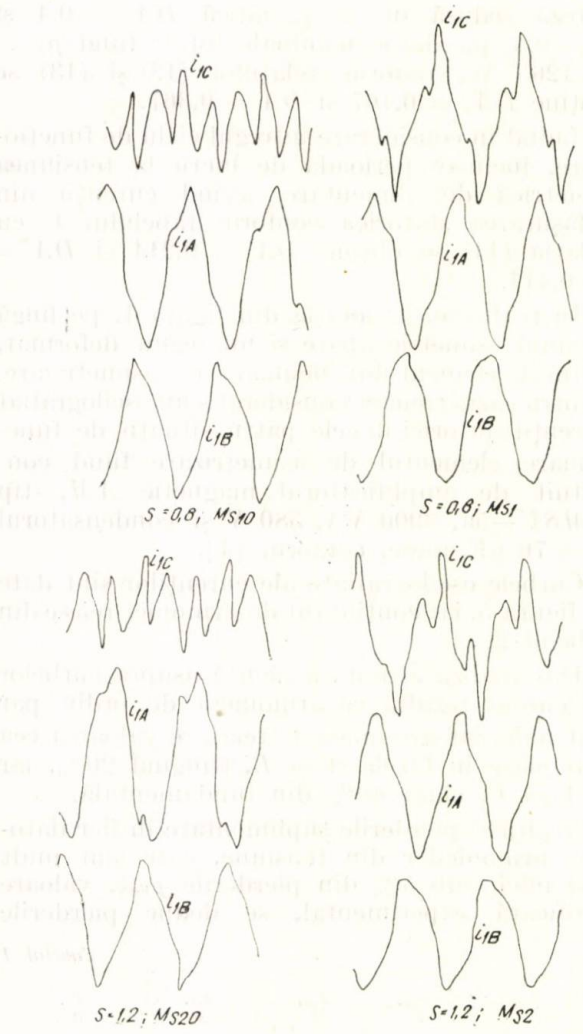


Fig. 5

suplimentare produse de armonicile de curent cu relațiile (7) și (8) și pierderile totale cu (9).

Se calculează durata de acționare pentru funcționarea cu viteză redusă în regim deformat, obținîndu-se cu (12) și (13) $DA_x = 0{,}143$ și $DA = 0{,}343$ sau cu (14), $DA_x = 0{,}173$ și $DA = 0{,}373$.

Dacă s-ar considera o alimentare simetrică a motorului la care s-ar menține în mod forțat alunecarea la 0,8, respectiv 1,2, durata de acționare cu viteză redusă, calculată ca mai sus, ar rezulta de numai 0,136, iar durata de acționare totală de 0,336, ceea ce înseamnă că pierderile ar fi mult mai mari decît în cazul considerat.

5. Concluzii

Din studiul încălzirii arătat mai sus, rezultă că soluția de reglare a vitezei prin asimetrizarea tensiunii de alimentare a motorului se poate aplica la mecanismele mașinilor de ridicat, caracterizate printr-un regim intermitent, fără să se producă supraîncălziri ale motorului, dacă acționarea este judicios proiectată.

Durata de acționare la viteză redusă pentru cazul considerat poate atinge valoarea de 0,15—0,20 fără a se depăși încălzirea nominală a motorului.

Măsurătorile experimentale executate pe stand au confirmat justețea calculelor făcute.

ANEXA 1

1. *Tensiunile și curenții în regim asimetric*

Determinarea tensiunilor și a curenților în regim asimetric s-a făcut admițînd următoarele ipoteze simplificatoare: parametrii motorului s-au presupus constanți, elementul de asimetrizare s-a considerat o impedanță liniară, deci un regim sinusoidal nedeformat.

Tabelul 2

	i_C, A	s		$\frac{I_{13}}{I_{1N}}$	$\frac{I_{15}}{I_{1N}}$	$\frac{I_{17}}{I_{1N}}$	$\frac{I_{19}}{I_1}$	$\frac{I_1^2}{I_{1N}}$	$\frac{I_e}{I_{1N}}$	$\frac{I_e}{I_{1N}}$
Coborîrea cîrligului gol	−0,150	1,2	I_{1A}	0,18	0,09	0,05	0,02	0,043	0,208	0,278
			I_{1B}	0,11	0,06	0,01	0,01	0,012	0,112	
			I_{1C}	0,38	0,17	0,07	0,02	0,179	0,422	
Ridicarea sarcinii nominale	0,170	0,8	I_{1A}	0,06	0,08	0,02	0,01	0.010	0,104	0,182
			I_{1B}	0,10	0,05	—	0,01	0,010	0,104	
			I_{1C}	0,20	0,19	0,05	0,02	0,079	0,281	
Coborîrea sarcinii nominale	0	1,2	I_{1A}	0,14	0,06	0,02	0,03	0,024	0,155	0,274
			I_{1B}	0,19	0,07	0,02	0,01	0,041	0,204	
			I_{1C}	0,34	0,19	0,08	0,04	0,160	0,40	
Ridicarea cîrligului gol	−0,025	0,8	I_{1A}	0,18	0,07	0,02	0,01	0,037	0,194	0,307
			I_{1B}	0,18	0,07	0,04	0,03	0,039	0,199	
			I_{1C}	0,39	0,19	0,12	0,05	0,205	0,452	

Aplicînd metoda componentelor simetrice [1] pentru conexiunea stea, în stator, rezultă expresiile curenților:

— componenta de succesiune directă a curentului statoric:

$$\underline{I}_{1d} = \underline{U}_1 \frac{3\,\underline{Z}_i + \underline{Z}}{3\,\underline{Z}_d\,\underline{Z}_i + \underline{Z}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)}; \qquad (1.1)$$

— componenta de succesiune inversă a curentului statoric:

$$\underline{I}_{1i} = \underline{U}_1 \frac{a^2\underline{Z}}{3\,\underline{Z}_d\,\underline{Z}_i + \underline{Z}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)}. \qquad (1.2)$$

Componentele simetrice ale curentului rotoric reduse la stator:

$$\underline{I}'_{2d} = \underline{I}_{1d} \cdot \frac{\underline{Z}_{1u}}{\underline{Z}_{1u} + \underline{Z}'_{2s}}; \qquad (1.3)$$

$$\underline{I}'_{2i} = \underline{I}_{1i} \cdot \frac{\underline{Z}_{1u}}{\underline{Z}_{1u} + \underline{Z}'_{2\,(2-s)}}. \qquad (1.4)$$

Curentul rotoric redus la stator:

$$I'_2 = \sqrt{I'^2_{2d} + I'^2_{2i}}. \qquad (1.5)$$

Componentele tensiunii statorice:

$$\underline{U}_{1d} = \underline{I}_{1d}\,\underline{Z}_d - \underline{U}_1\,\underline{Z}_d \cdot \frac{3\,\underline{Z}_i + \underline{Z}}{3\,\underline{Z}_d\underline{Z}_i + \underline{Z}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)}; \qquad (1.6)$$

$$\underline{U}_{1i} = \underline{I}_{1i}\,\underline{Z}_i = \underline{U}_1\,\underline{Z}_i \frac{-a^2\underline{Z}}{3\,\underline{Z}_d\,\underline{Z}_i + \underline{Z}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)}. \qquad (1.7)$$

Notațiile utilizate în relațiile (1.1)—(1.7) sînt:

$\underline{Z}_d$, $\underline{Z}_i$ — sînt impedanțele de succesiune directă și inversă ale motorului pentru rezistența R_2 în rotor și alunecarea s;

$\underline{Z}_{1u}$ — impedanța de magnetizare;

$\underline{Z}_{2s}$, $\underline{Z}_{2\,(2-s)}$ — impedanța circuitului rotoric redusă la stator pentru s, respectiv $2s$;

$\underline{U}_1$ — tensiunea fazei A la alimentare simetrică;

$$a = e^{j120°};\quad a^2 = e^{j240°};$$

$\underline{Z} = Z\,e^{j\Psi}$ — impedanța de asimetrizare.

Din expresiile tensiunilor și curenților rezultă că în funcție de mărimea impedanței de asimetrizare Z pentru un argument Ψ constant fazorul curentului descrie un cerc.

ANEXA 2

Cuplul motorului în regim asimetric sinusoidal

Expresia cuplului dezvoltat de motor, neglijînd componenta pulsatorie este:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{M_{(s)}}{M_N}\left(\frac{U_{1d}}{U_{1N}}\right)^2 - \frac{M_{(2-s)}}{M_N}\left(\frac{U_{1i}}{U_{1N}}\right)^2,$$

unde:

$M_{(s)}$ și $M_{(2-s)}$ reprezintă cuplul la alimentare simetrică și alunecare s, respectiv $2-s$ cu rezistența R_2 în rotor.

Înlocuind expresiile tensiunilor U_{1d} și U_{1i} din (1.6) și (1.7), rezultă:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{M_{(s)}}{M_N} \cdot \frac{9Z_d^2Z_i^2 + 6\,Z_d^2Z_iZ\cos(\varphi_i - \Psi) + Z^2\,(Z_d^2 - m_iZ_i^2)}{9Z_d^2Z_i^2 + 6Z_dZ_iZ_{d+i}Z\cos(\varphi_d + \varphi_i - \Psi - \varphi_{d+i}) + Z^2Z_{d+i}^2}, \qquad (2.1)$$

unde:

$$m_i = \frac{M_{2(-s)}}{M_{(s)}}.$$

Pentru $\Psi = -\frac{\pi}{2}$, inductivitatea:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{M_{(s)}}{M_N} \cdot \frac{9Z_d^2Z_i^2 + 6Z_d^2Z_iZ\sin\varphi_i + Z^2\,(Z_d^2 - m_iZ_i^2)}{9Z_d^2Z_i^2 + 6Z_dZ_iZ_{d+i}Z\sin(\varphi_d + \varphi_i - \varphi_{d+i}) + Z^2Z_{d+i}^2}, \qquad (2.2)$$

și $\Psi = -\frac{\pi}{2}$, capacitate:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{M_{(s)}}{M_N} \cdot \frac{9Z_d^2Z_i^2 - 6Z_d^2Z_iZ\sin\varphi_i + Z^2(Z_d^2 - m_iZ_i^2)}{9Z_d^2Z_i^2 - 6Z_dZ_iZ_{d+i}Z\sin(\varphi_d + \varphi_i - \varphi_{d+i}) + Z^2Z_{d+i}^2}. \qquad (2.3)$$

Bibliografie

[1] *Cilikin, M. T., Sokolov, M. M.* și *Sinianschi, A. V.* Asinhronii elektroprivod s droseliami nasișcenia. Moscova/Leningrad, Ed. Energia, 1964.

[2] *Becker, U.* Eine einfanche Methode zur Steuerung der Drehbeschleunigung von Asynchron Kurzschlusslaufermotoren, In: Elektrie **21**, nr. 4, 1972, p. 94.

[3] *Zweygbergk, S.* și *Sokolov, E.* Verlustermittlung im stromrichtergespeisten Asynchronmotor. In: ETZ-A, Bd. 90, H 23, 1969, p. 612.

[4] *Rusu, H.* Contribuții la calculul acționării cu reglarea vitezei motorului asincron prin asimetrizarea tensiunii. In: Buletinul științific și tehnic al IPT, tom. **14**, fasc. 1, 1969, p. 375.

[5] *Gerasimiak, R. P.* și *Tommak, D. H.* Asinhronii nesimetricinii elektroprivod s tiristorami. In: Elektricestvo, 1971, nr. 4.

[6] *Gerasimiak, R. P.* Nesimetricinii asinhronii tiristornii elektroprivod dlia podiomnii mehanizmov. In: Elektrotehnika, nr. 1, 1974.

Intrat în redacție la 24.IV.1975

CZ 621.314.65

TIRISTOARE
TRANSPORT URBAN
UTILIZĂRI

Cu privire la unele aspecte tehnico-economice ale utilizării schemelor cu tiristoare în acționarea electrică a mijloacelor de transport urban în comun

DUMITRU MIRON* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Utilizarea energiei electrice în domeniul transportului urban în comun a constituit una din marile cuceriri ale tehnicii de la sfîrșitul secolului al XIX-lea și începutul secolului al XX-lea, contribuind la găsirea unor soluții de pionerat în reglajul și comanda automată a acționărilor electrice de mare putere.

În tracțiunea electrică urbană s-a impus sistemul de alimentare în curent continuu, iar ca sursă motrice, motorul de curent continuu cu excitație serie, care prezintă avantaje evidente față de celelalte tipuri de motoare. Dintre acestea se menționează: o bună stabilitate electrică și mecanică, o distribuție mai uniformă a sarcinii între motoarele de tracțiune ale aceleiași unități motoare, utilizarea mai bună a aderenței, o mai bună comportare în exploatare etc.

În îndelungata sa existență sistemul clasic de tracțiune electrică urbană a cunoscut perfecționări remarcabile care au facilitat îmbunătățirea condițiilor de conducere și de confort.

Solicitarea tot mai intensă a mijloacelor de transport în comun a dus la creșterea capacității de transport a unităților și la sporirea vitezei acestora prin adoptarea unor soluții noi fără a schimba însă sistemul de comandă. Este vorba de realizarea tramvaielor și troleibuzelor articulate cu scheme electrice perfecționate.

Așa de exemplu, societatea de transporturi intercomunale din Bruxelles a realizat un tramvai articulat tip *PCC* 1, caracterizat prin aceea că rezistența de pornire are un număr mare de trepte, realizate prin intermediul unui accelerator cu 135 poziții, iar conducerea vehiculului se face cu ajutorul a trei pedale: pedala de accelerație, pedala de frînare și pedala de om mort. Firma Siemens a realizat un tramvai articulat prevăzut cu două motoare de tracțiune de 175 kW la 750 V și 1490 rot/min a cărui comandă poate fi manuală sau automată. Tramvaiul este prevăzut cu instalație automată pentru selectarea treptei de pornire și de frînare în funcție de accelerația dorită și cea admisă de coeficientul de aderență.

Tramvaiul articulat VS 3, realizat de către I.T.B., are o schemă a instalației de forță asemănătoare cu cea a tramvaiului Siemens. Beneficiind de un număr mare de trepte pornirea și trecerea de la o viteză la alta se fac lin.

2. Necesitatea utilizării schemelor cu tiristoare în acționarea electrică a mijloacelor de transport urban în comun

Îmbunătățirile aduse sistemelor clasice de tracțiune nu au putut elimina dezavantaje [2] ca:

— variația în salturi a curentului motoarelor cu repercusiuni negative asupra forței de tracțiune la obadă;

— cuplarea în serie a motoarelor și a rezistențelor accentuează tendința de patinaj;

— în rezistențe se consumă o cantitate importantă de energie electrică;

— rezistențele nu pot fi menținute mult timp sub tensiune, ceea ce limitează posibilitățile de comandă a tensiunii motoarelor și a vitezei vehiculului.

Factorii care au determinat pătrunderea electronicii de putere în tracțiunea electrică sînt [3]:

— ameliorarea condițiilor de tracțiune, determinată prin reducerea pulsațiilor cuplului motor, grație reglajului continuu al acestuia în funcție de limita de aderență;

— diminuarea costului întreținerii datorită absenței unui număr important de contacte mecanice;

— frînarea cu recuperare de energie se poate realiza cu mai multă ușurință;

— se pot obține vehicule pentru mai multe sisteme de curent;

— alimentarea individuală a motoarelor nu pune nici o problemă;

— automatizarea transportului se poate introduce mai ușor.

2.1. *Comanda prin impulsuri folosind scheme cu tiristoare în tracțiunea electrică urbană în curent continuu.* Elementul principal al sistemului modern de comandă prin impulsuri îl constitue variatorul de tensiune continuă, întîlnit în literatura de specialitate și sub denumirea de Chopper sau reglor [4]. Acest varia-

* Ing. *D. Miron* este cercet. științific la Inst. de cercetări pentru industria electrotehnică — ICPE — București.

tor poate fi realizat conform schemei de principiu prezentată în figura 1. Variatorul poate fi asimilat cu un întrerupător care se închide și se deschide cu regularitate la intervale de timp egale cu T și rămîne închis un timp $T_i = \delta T$,

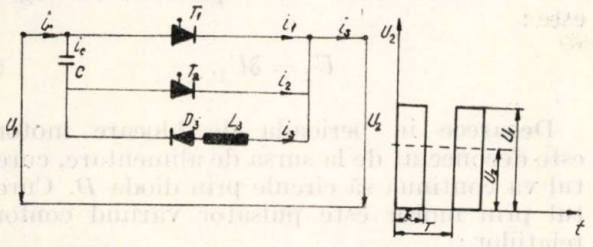


Fig. 1. Schema de principiu a unui variator de tensiune continuă și diagrama tensiunii la bornele sarcinii :

T_1 – tiristor principal ; T_2 – tiristor de stingere ; D_3 – diodă de schimbarea polarității tensiunii condensatorului ; C – condensator de stingere ; L_3 – inductanță de stingere.

în care : T este perioada de reglare ; $\delta = \frac{T_i}{T}$ –raportul ciclic.

Sarcina este supusă periodic unei tensiuni egale cu tensiunea de alimentare pe o durată δT și la o tensiune nulă pe o durată $(1 - \delta)T$.

Tensiunea medie la bornele sarcinii pe durata unei perioade de reglare va fi $Um = \delta U$, ea determinînd curentul mediu care circulă prin sarcină.

Raportul ciclic δ poate fi variat fie prin modificarea intervalului de conducție la frecvența de lucru constantă (comanda prin lățimea impulsului), fie prin durata perioadei la interval de conducție constant (comanda prin frecvența impulsurilor).

Folosirea variatorului la alimentarea unui motor de c.c. cu excitație serie trebuie să se facă după o schemă de principiu ca cea din figura 2.

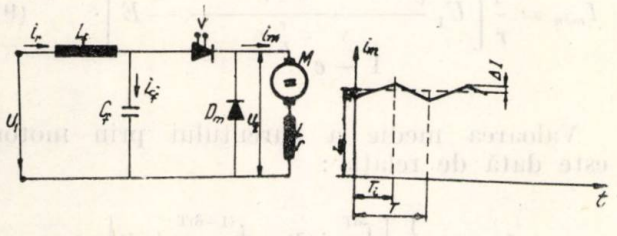


Fig. 2. Utilizarea variatorului într-o schemă de acționare a unui motor de curent continuu :

V – variator ; Dm – diodă de descărcare ; Lf – inductanță de filtrare ; Cf – condensator de filtrare ; L_r – inductanța și rezistența înfășurărilor motorului.

Filtrul de netezire format din inductanța L_f și capacitatea C_f protejează tiristoarele contra supratensiunilor din rețeaua de alimentare. Condensatorul C_f face posibilă, trecerea curenților pulsatori și pe lîngă rolul de rezervor de energie, el reduce supratensiunile, la un nivel acceptabil, la intrarea în variator. Aceste supratensiuni pot fi provocate de următoarele cauze : — manevrele din rețea ; — întreruperile curentului de sarcina de către tiristorul principal ; — supratensiuni provocate la funcționarea normală a variatorului care face curentul ce trece prin motor ondulat.

Inductanța L_f reduce ondularea curentului în rețea la o amplitudine suficient de joasă pentru a nu perturba alți utilizatori.

În conformitate cu [4]se precizează că pentru o aceeași ondulare a tensiunii, capacitatea condensatorului C_f va fi cu atît mai mică cu cît frecvența de lucru va fi mai mare, iar pentru o aceeași ondulare a curentului valoarea inductanței L_f va fi cu atît mai mică, cu cît frecvența de lucru va fi mai mare.

Rezultă că, pentru a reduce dimensiunile și prețul filtrului de intrare, trebuie ca variatorul să funcționeze la frecvența cea mai mare posibilă. Limita superioară a frecvenței de lucru a variatorului este dată de caracteristicile proprii ale tiristoarelor utilizate. Frecvența de lucru poate fi mărită utilizînd două sau mai multe variatoare care funcționează la aceeași frecvență, dar la care comenzile sînt decalate în mod judicios. În felul acesta sursa de alimentare și sarcina sînt solicitate la o frecvență care constitue un multiplu al frecvenței de lucru a variatoarelor.

Dacă din punct de vedere al dimensionării elementelor filtrului rezultă necesitatea adoptării unei frecvențe de lucru cît mai ridicate, din punct de vedere al funcționării variatorului și al pierderilor în elementele acestuia se recomandă o frecvență de lucru mai scăzută.

Deci alegerea frecvenței rezultă ca un compromis între imperativele variatorului, ale utilizării și ale sursei de alimentare.

2.2. *Utilizarea variatorului în schemele de pornire și modificarea turației motoarelor de tracțiune.* Pornirea și modificarea turației motorului de curent continuu se pot realiza conform schemelor din figurile 3 și 4.

Schema din figura 3 este asemănătoare schemei clasice utilizate la pornirea motoarelor de tracțiune cu deosebirea că valoarea rezistenței înseriate în circuitul motorului poate fi variată continuu de la valoarea maximă, pînă la zero asigurîndu-se o finețe deosebită. Se poate observa că tensiunea la bornele motorului variază conform relației :

$$U_2 = U_1 - (1 - \delta)\, R\, Im, \qquad (1)$$

în care : Im, este valoarea medie a curentului prin motor într-o perioadă de reglare.

Pentru calculul acestui curent se pornește de la relațiile :

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= E + ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \\ U_1 &= E + (R + r)\, i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \begin{aligned} &\text{în perioada cînd variatorul conduce.} \\ &\text{în perioada cînd variatorul este blocat,} \end{aligned} \qquad (2)$$

în care :

U_1 este tensiunea sursei de alimentare ; E — f.c.e.m. a motorului de tracțiune ; r — rezistența înfășurărilor motorului ; L — inductanța circuitului ; R — rezistența înseriată în circuitul motorului ; i — curentul din circuit la un moment dat.

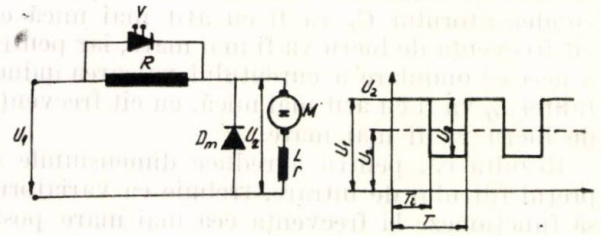


Fig. 3. Utilizarea variatorului la modificarea rezistenței din circuitul de pornire al unui motor de curent continuu și diagrama variației tensiunii la bornele motorului.

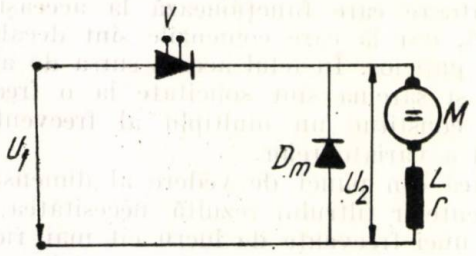


Fig. 4. Utilizarea variatorului pentru pornirea și modificarea turației motorului de curent continuu.

Din relațiile (2) se determină legea după care variază curentul în perioada de conducție și în perioada de blocare. În prima perioadă ($0 — Ti$) curentul crește conform relației :

$$i = \frac{u_1 - E}{r}(1 - e)^{-\frac{r}{L}t} + I_{min}E^{-\frac{r}{L}t}. \quad (3)$$

În următoarea perioadă ($Ti - T$) curentul scade conform relației :

$$i = \frac{u_1 - E}{r+R}(1 - e^{-\frac{r+R}{L}t}) + I_{max}E^{-\frac{r+R}{L}t}. \quad (4)$$

Limitele I_{min}, I_{max} se aleg cît mai apropiate.

I_n primele momente ale pornirii fiind necesare valori mai mari ale rezistenței se lucrează cu valori mici ale raportului ciclic δ. Pe măsură ce motorul se accelerează se crește continuu valoarea lui δ, astfel că la închiderea procesului de pornire $\delta = 1$, rezistența este scurtcircuitată și motorul funcționează pe caracteristica mecanică naturală.

Din punct de vedere al pierderilor de energie schema nu aduce nici o îmbunătățire față de schema clasică de pornire reostatică. Datorită acestui fapt în practică și-a găsit utilizarea schema din figura 4.

Cu această schemă la bornele motorului se asigură o tensiune sub formă de impulsuri a cărei valoare medie într-o perioadă de reglare este :

$$U_2 = \delta U_1. \quad (5)$$

Deoarece în perioada de blocare motorul este deconectat de la sursa de alimentare, curentul va continua să circule prin dioda D. Curentul prin motor este pulsator variind conform relațiilor :

$$i_1 = \frac{U_1 - E}{r}(1 - e^{-\frac{r}{L}t}) + I_{min}\,e^{-\frac{r}{L}t}, \quad (6)$$

în perioada de conducție,

$$i_2 = -\frac{E}{r}(1 - e^{-\frac{r}{L}t}) + I_{max}\,e^{-\frac{r}{L}t}, \quad (7)$$

în perioada de blocare.

Ținînd seamă de faptul că la $t = \delta T$, $i = I_{max}$, iar la $t = (1 - \delta)T$, $i = I_{min}$ se pot determina valorile I_{max}, I_{min}.

$$I_{max} = \frac{1}{r}\left[U_1 \frac{1 - e^{-\frac{r}{L}\delta T}}{1 - e^{-\frac{r}{L}T}} - E\right], \quad (8)$$

$$I_{min} = \frac{1}{r}\left[U_1 \frac{e^{-\frac{r}{L}(1-\delta)T} - e^{-\frac{r}{L}T}}{1 - e^{-\frac{r}{L}T}} - E\right]. \quad (9)$$

Valoarea medie a curentului prin motor este dată de relația :

$$I_{med} = \frac{1}{T}\left[\int_0^{\delta T} i_1 dt + \int_{\delta T}^{(1-\delta)T} i_2 dt\right] = \frac{\delta U_1 - E}{r} = \frac{U_{med} - E}{r}. \quad (10)$$

Ținînd seamă de faptul că $E = K_e \Phi n$ și $I_{med} = \frac{M_{med}}{K_m \Phi}$, se poate determina expresia analitică a caracteristicii mecanice a motorului :

$$n = \frac{\delta u_1}{K_e \Phi} - \frac{M_{med}\, r}{K_e K_m \Phi^2}. \quad (11)$$

Rezultă că prin modificarea lui δ se poate realiza o modificare continuă a turației de la zero pînă la turația nominală.

2.3. *Utilizarea variatorului în schemele de modificare a turației prin slăbire de cîmp.* Gama de reglaj a vitezei este limitată de valoarea pînă la care se poate reduce fluxul de excitație a motorului. În conformitate cu [5], limita pînă la care se poate scădea valoarea fluxului inductor se determină în două situații: să se mențină o viteză constantă pe caracteristica de reglaj sau viteza să poată varia în funcție de cuplul de sarcină al motorului. În tracțiunea electrică se întîlnește cel de al doilea caz, care conduce la concluzia că scăderea fluxului inductor este limită numai de cuplul rezistent sub a cărui valoare nu se poate reduce cuplul motorului. Pentru subexcitarea motoarelor de curent continuu cu excitație serie se pot utiliza mai multe variante de schemă cu tiristoare [6] (fig. 5).

Conectînd variatorul în paralel cu înfășurarea de excitație (fig. 5a) se va obține un reglaj

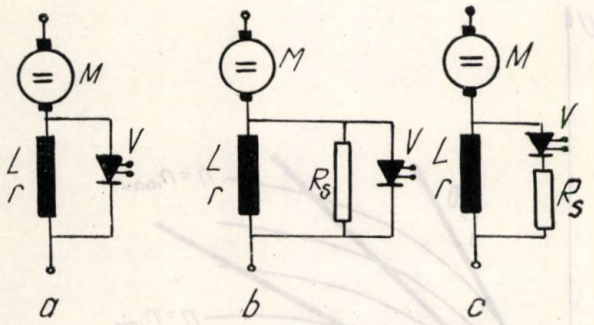


Fig. 5. Utilizarea variatorului în schemele de slăbire a cîmpului motorului de curent continuu cu excitație serie.

al valorii inductanței acesteia în funcție de durata relativă de conectare:

$$L_{ef} = (1 - \delta)\, L.$$

Trebuie să se țină seama de efectul pe care inductanța îl are la conectarea și deconectarea variatorului și de compensarea acestuia printr-o capacitate tampon.

O variantă de schemă asemănătoare schemei clasice de slăbire a cîmpului este cea din figura 5b. Rezistența de șuntare *Rs* se alege în funcție de valoarea inițială admisibilă a coeficientului de subexcitare α_i și de tensiunea maximă admisibilă pe tiristorul principal care corespunde valorii maxime a curentului rotoric și valorii minime a coeficientului de subexcitare α_{min}.

Valoarea medie a tensiunii la bornele înfășurării de excitație este dată de relația:

$$U_e = I_{rat} \cdot R_ș (1 - \alpha)(1 - \delta). \qquad (12)$$

Din relația (12) se poate determina legea de variație a duratei relative de conectare în funcție de coeficientul de subexcitație:

$$\delta = 1 - \frac{r_e \cdot \alpha}{R_s (1 - \alpha)}, \qquad (13)$$

unde:

r_e este rezistența înfășurării de excitație, iar R_s — rezistența de șuntare.

Pierderile în rezistența de șuntare într-o perioadă de reglare sînt date de relația:

$$W_{R_ș} = \int_0^T I^2 r_e\, \alpha (1 - \alpha) dt, \qquad (14)$$

α variind în funcție de timp și fiind determinată de mărimea vitezei din fiecare moment. Rezultă că o astfel de reglare este deosebit de economică.

Funcționarea variatorului trebuie astfel reglată încît să se evite scurtcircuitarea înfășurării de excitație, adică $0 \leqslant \delta < 1$.

O schemă care nu este tratată în literatura de specialitate este cea prezentată în figura 5c. Particularitatea acestei scheme constă în faptul că variatorul este înseriat cu rezistența de slăbire a cîmpului. Acest lucru prezintă două avantaje importante, și anume: căderea de tensiune pe rezistența de șuntare nu mai influențează funcționarea tiristorului principal, iar elementul de bază, care se controlează este curentul prin rezistența de șuntare. Din schemă se observă că, atunci cînd variatorul este blocat, motorul funcționează pe caracteristica mecanică naturală.

Cînd variatorul conduce înfășurarea de excitație este șuntată de către rezistența *Rs*. Motorul funcționează cu cîmp slăbit pe caracteristici artificiale diferite, în funcție de raportul ciclic δ, care determină de astă dată valoarea curentului prin rezistența de șuntare. În orice moment se poate scrie egalitatea:

$$\delta\, I_s \cdot R_s = (I_{rat} - \delta I_s) r_e. \qquad (15)$$

Ținînd seamă de faptul că:

$$I_s = I_{rat}\,(1 - \alpha),$$

$$r_e = \frac{R_s (1 - \alpha)}{\alpha},$$

se poate găsi o relație între raportul ciclic δ și coeficientul de subexcitație α:

$$\delta = \frac{1 - \alpha}{\alpha}. \qquad (16)$$

Ținînd seamă de faptul că $\delta \leqslant 1$ rezultă că $1 \geqslant \alpha \geqslant \frac{1}{2}$.

2.4. *Utilizarea variatorului în schemele de frînare electrică.*

2.4.1. *Frînarea reostatică.* În principiu, frînarea reostatică a motorului de tracțiune poate fi realizată folosind schema din figura 6.

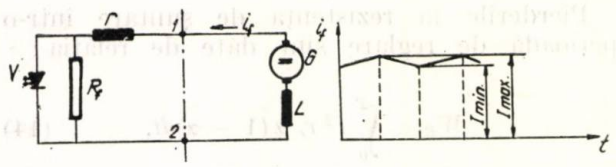


Fig. 6. Schema cu variator pentru frînarea reostatică a motorului serie de curent continuu autoexcitat și diagrama curentului de frînare.

Schema din figura 6 se caracterizează prin faptul că variatorul reglează rezistența de frînare de la valoarea maximă pentru $\delta = 0$, pînă la valoarea zero, pentru $\delta = 1$.

Cînd variatorul este deschis ($0 \leqslant t \leqslant \delta T$) curentul furnizat de motorul care funcționează în regim de generator crește conform relației:

$$i_{1f} = \frac{E}{r}\left(1 - e^{-\frac{r}{L}t}\right) + I_{min} \cdot e^{-\frac{r}{L}t}. \tag{17}$$

Cînd variatorul este blocat, curentul scade conform relației:

$$i_{2f} = \frac{E}{r + R_f}\left(1 - e^{-\frac{r+R_f}{L}t}\right) + I_{max}\, e^{-\frac{r+R_f}{L}t}. \tag{18}$$

Din aceste relații se pot determina valorile I_{max}, I_{min}, ținînd seamă de faptul că $i_{1f} = I_{max}$ pentru $t = \delta T$ și $i_{2f} = I_{min}$ pentru $t = (1 - \delta)\,T$ rezultînd:

$$I_{max} = \frac{E}{r}\,\frac{1 - e^{-\frac{r}{L}T}}{1 - e^{-\frac{r}{L}\delta T}} + \frac{E}{r + R_f}\, e^{-\frac{r}{L}T}\,\frac{e^{-\frac{r}{L}(1-\delta)T} - 1}{1 - e^{-\frac{r}{L}\delta T}}, \tag{19}$$

$$I_{min} = \frac{E}{r}\, e^{\frac{R_f}{L}\delta T} \cdot e^{-\frac{r+R_f}{L}T}\,\frac{e^{\frac{r}{L}\delta T} - 1}{1 - e^{-\frac{r+R_f}{L}T}\, e^{\frac{R_f}{L}\delta T}} \cdot e^{-\frac{r+R_f}{L}(1-\delta)T} + \frac{E}{r + R_f}\,\frac{1 - e^{-\frac{r+R_f}{L}(1-\delta)T}}{1 - e^{-\frac{r+R_f}{L}T}\, e^{\frac{R_f}{L}\delta T}}. \tag{20}$$

Pentru a stabili condiția de stabilitate a frînării reostatice considerăm schema din figura 6 formată din doi dipoli care au bornele comune 1, 2; dipolul activ constînd din f.e.m. a mașinii, lucrînd în regim de generator și inductanța acesteia și dipolul pasiv, constînd din rezistența ohmică din circuit. Stabilitatea este asigurată atunci cînd tensiunile la bornele 1, 2 ale celor doi dipoli sînt egale adică:

$$E - L\frac{di_f}{dt} = i_f[r + R_f(1 - \delta)]. \tag{21}$$

Reprezentînd în sistemul de coordonate U, I_f membru I și membrul II al relației (21) se obțin curbele din figura 7. Familia de curbe reprezentînd membrul I are ca parametru

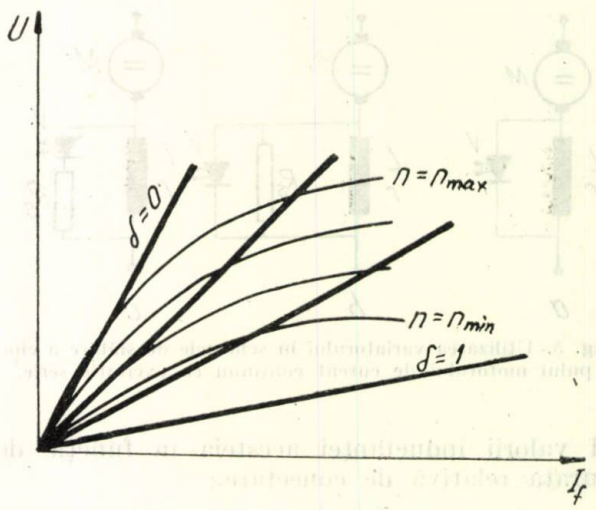


Fig. 7. Determinarea punctelor de fracționare stabilă în cazul frînării reostatice folosind variatorul de tensiune continuă.

turația, iar cea care reprezintă membrul al doilea, raportul ciclic δ. Punctul de funcționare se găsește la intersecția acestor două familii de curbe.

Considerînd caracteristica de magnetizare liniarizată în punctul de funcționare (fig. 8) rezultă:

$$\Phi = a + bI_f, \tag{22}$$

a și b fiind coeficienți care depind de tipul motorului.

În această condiție t.e.m. a generatorului va fi:

$$E = K_e\,\Phi\, n = an + bn\, I_f, \tag{23}$$

iar relațiile (17), (18) vor deveni :

$$i_{1f} = \frac{na}{r - nb}\left(1 - e^{-\frac{r-nb}{L}t}\right) + I_{min}\, e^{-\frac{r-bn}{L}t}, \tag{24}$$

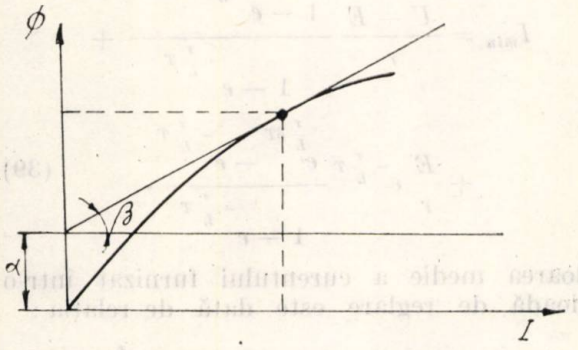


Fig. 8. Liniarizarea caracteristicii de magnetizare a motorului de curent continuu.

$$i_{2f} = \frac{na}{r + R_f - bn}\left(1 - e^{-\frac{r+R_f-bn}{L}}\right) + I_{max}\, e^{-\frac{r+R_f-bn}{L}}. \tag{25}$$

Pentru a obține un punct de funcționare stabil trebuie să se respecte inegalitatea :

$$r < nb < r + R_f. \tag{26}$$

În acest caz curentul debitat de generator crește, în timpul cît variatorul conduce și descrește la aceeași valoare în perioada cît acesta este blocat. Valoarea rezistenței de frînare se determină astfel încît la turația maximă să se asigure curentul minim de frînare.

În conformitate cu (23) rezultă :

$$R_f = \frac{an_{max}}{I_{f\,min}} + bn_{max}, \tag{27}$$

Dacă :

$$I_{f\,min} = \frac{I_{f\,max}}{\beta},\quad 1 \leqslant \beta \leqslant 5 \quad [7],$$

$$R_f = \beta\frac{an_{max}}{I_{f\,max}} + bn_{max}. \tag{28}$$

Tensiunea la bornele rezistenței de frînare și, deci, la bornele variatorului este maximă pentru

$$I_f = I_{f\,max}.$$

$$(U_{Rf})_{max} = \beta a n_{max} + bn_{max} I_{f\,max}. \tag{29}$$

Rezultă că tiristoarele variatorului sînt solicitate la o tensiune destul de ridicată. Pentru a evita supradimensionarea tiristoarelor din acest punct de vedere se pot adopta mai multe soluții prezentate în literatură [7].

Schema analizată prezintă (față de schema clasică de frînare reostatică) o serie de avantaje și anume : curentul de frînare poate fi menținut la o valoare constantă, care poate fi stabilită automat în funcție de condițiile de frînare ; se reduce numărul contactelor mecanice și manevrelor necesare, pierderile de energie în rezistența de frînare sînt mai reduse în aceleași condiții de frînare.

O altă schemă care nu este prezentată în literatura de specialitate dar se poate utiliza în condiții deosebit de favorabile pentru frînarea reostatică a motoarelor de tracțiune este cea din figura 9. Așa cum se observă în acest caz mașina funcționează în regim de generator cu excitație independentă.

Înfășurarea de excitație se înseriază cu o rezistență de limitare și cu variatorul de tensiune continuă. Curentul de excitație poate fi modificat continuu de la valoarea zero, pentru $\delta = 0$, pînă la valoarea maxim admisă, pentru $\delta = 1$. În aceste condiții t.e.m. indusă este dată de relația :

$$E = K_e \cdot n\, I_e, \tag{30}$$

I_e fiind valoarea medie a curentului de excitație.

Relația de echilibru a tensiunilor din circuitul de frînare (în valori medii) este :

$$K_e\, n\, I_e = (r + R_f)\, I_f. \tag{31}$$

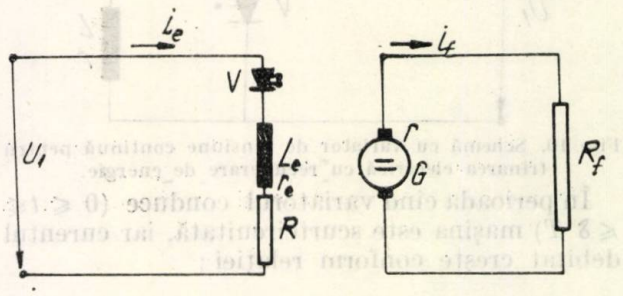


Fig. 9. Schemă cu variator pentru frînarea reostatică a motorului de curent continuu cu excitație serie folosind excitația separată.

În decursul unei perioade de relare curentul de excitație variază după cum rezultă din relațiile :

cînd $0 \leqslant t \leqslant \delta T$,

$$i_{1e} = \frac{U}{r_e + R}\left(1 - e^{-\frac{r_e+R}{L}t}\right), \tag{32}$$

cînd $\delta T \leqslant t \leqslant T$

$$i_{2e} = I_{1e\,max}\, e^{-\frac{r_e}{L_e} t} \quad (33)$$

Valoarea medie a curentului de excitaţie va fi :

$$I_e = \frac{1}{T}\left[\int_0^{\delta T} i_{1e}(t)\,dt + \int_{\delta T}^{(1-\delta)t} i_{2e}(t)\,dt, \quad (34)\right.$$

care conduce la :

$$I_e = \frac{1}{T}\left[\frac{U}{r+R}\left(\frac{L_e}{r_e+R}\, e^{-\frac{r_e+R}{L_e}\delta t} + \delta T - 1\right) + \right.$$

$$\left. + \frac{L_e}{r_e}\, e^{-\frac{r_e}{L_e} T}\,(e^{\delta - 1} - 1)\right]. \quad (35)$$

Schema prezintă următoarele avantaje : solicitările la tensiune ale tiristoarelor variatorului sînt minime, stabilitatea funcţionării este mult mai mare datorită excitaţiei independente, condiţiile de reglare sînt mai bune dacă, eventual, rezistenţa de frînare se fragmentează şi se pot obţine cupluri de frînare mai mari, acţionîndu-se atît asupra curentului de excitaţie cît şi a curentului rotoric. Faţă de schema anterioară această schemă are un consum de energie mai ridicat.

2.4.2. *Frînarea electrică cu recuperare de energie.* Variatorul de tensiune continuă poate fi folosit în condiţii avantajoase în schemele de frînare electrică cu recuperare de energie, conform schemei din figura 10.

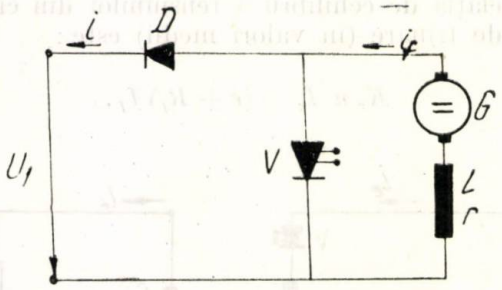


Fig. 10. Schemă cu variator de tensiune continuă pentru frînarea electrică cu recuperare de energie.

În perioada cînd variatorul conduce ($0 \leqslant t \leqslant \delta T$) maşina este scurtcircuitată, iar curentul debitat creşte conform relaţiei :

$$i = \frac{E}{r}\,(1 \cdot e^{-\frac{r}{L} t}) + I_{min}\, e^{-\frac{r}{L} t}. \quad (36)$$

În perioada cînd variatorul este blocat ($\delta T \leqslant t \leqslant T$), curentul debitat este transmis sursei de alimentare şi scade conform relaţiei :

$$i = \frac{u - E}{r}\,(1 - e^{-\frac{r}{L} t}) + I_{max}\, e^{-\frac{r}{L} t}. \quad (37)$$

Din aceste relaţii se pot calcula valorile I_{max}, I_{min}.

$$I_{max} = \frac{U}{r}\,\frac{1 + e^{-\frac{r}{L} T}}{1 - e^{-\frac{r}{L} T}} - \frac{E}{r}\,\frac{e^{-\frac{r}{L} T} + e^{-\frac{r}{L} \delta T}}{1 - e^{-\frac{r}{L} T}}, \quad (38)$$

$$I_{min} = \frac{U - E}{r}\,\frac{1 - e^{-\frac{r}{L}(1-\delta)T}}{1 - e^{-\frac{r}{L} T}} + \frac{E}{r}\, e^{-\frac{r}{L} T}\,\frac{e^{\frac{r}{L}\delta T} - e^{-\frac{r}{L} T}}{1 - e^{-\frac{r}{L} T}}. \quad (39)$$

Valoarea medie a curentului furnizat într-o perioadă de reglare este dată de relaţia :

$$I_m = \frac{1}{T}\left[\left(\frac{L}{r} I_{max} - \frac{UL}{r^2}\right)(1 - e^{-\frac{r}{L} T}) + \right.$$

$$+ \frac{L}{r}\,(1 - I_{min}\, e^{-\frac{r}{L}\delta T}) +$$

$$\left. + \frac{EL}{r^2}\,(e^{-\frac{r}{L}\delta T} - e^{-\frac{r}{L} T}) + \frac{U - E}{r}\, T + \frac{E}{r}\,\delta T\right]. \quad (40)$$

Pentru realizarea recuperării energiei trebuie să se realizeze condiţia : $E > U$. În cazul utilizării schemelor clasice, condiţia se realizează atunci cînd turaţia maşinii este mai mare decît turaţia de mers în gol. Principalul avantaj al utilizării schemelor cu tiristoare constă în faptul că frînarea cu recuperare se poate realiza cu scheme simple (maşina funcţionînd în regim autoexcitant cu excitaţie serie). La orice turaţie condiţia de recuperare se realizează pe seama variaţiei fluxului, respectiv a curentului de frînare prin modificarea raportului ciclic.

Considerînd regimul de generator serie autoexcitant şi neglijînd rezistenţa circuitului se pot scrie relaţiile :

$$E = L\,\frac{I_{min} - I_{max}}{\delta T} \quad (41) \quad (\text{pentru } 0 \leqslant t \leqslant \delta T),$$

$$E = U + L\,\frac{I_{max} - I_{min}}{(1 - \delta)\, T} \quad (42)$$

(pentru $\delta T \leqslant t \leqslant T$).

Din relaţia (42) se vede că $E - U > 0$ şi, în consecinţă, maşina furnizează energie electrică sursei de alimentare.

Rezultă că schemele de frînare electrică recuperativă folosind variatoare de tensiune continuă îmbunătăţesc posibilităţile de reglare a forţei de frînare, permiţînd o reglare continuă, independentă de turaţia motorului, a acesteia.

3. Unele scheme cu tiristoare utilizate la acționarea electrică a vehiculelor destinate transportului urban în comun

În literatura de specialitate [4], [6...12] sînt prezentate diverse variante de scheme cu tiristoare, propuse sau deja folosite, la acționarea electrică a tramvaielor și troleibuzelor. Deoarece multe din ele sînt asemănătoare vor fi prezentate numai cele mai semnificative.

În figura 11 se prezintă schema utilizată de firma ACEC Belgia la echiparea tramvaielor [4].

Cele două grupe de motoare sînt permanent conectate în paralel. Frînarea este mixtă. Energia mecanică a maselor în mișcare se trans-

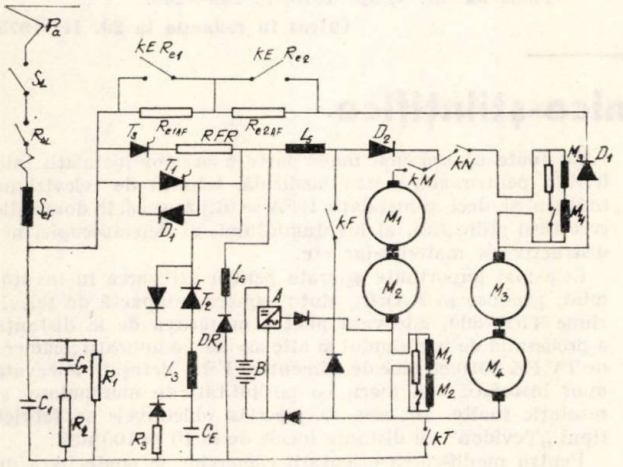


Fig. 11

formă în energie electrică, care se restituie rețelei. Dacă pe traseu se găsesc vehicule care funcționează în regim de tracțiune și absorb energia recuperată, tensiunea rețelei rămîne aproape constantă. Dacă însă energia recuperată prin frînare este mai mare decît cea care se consumă, tensiunea crește. Cînd această tensiune depășește valoarea prestabilită, variatorul furnizează liniei numai energia care poate fi consumată, iar diferența se injectează în rezistența de frînare. Această selectare se face automat la fiecare perioadă de reglare și în consecință cu o constantă de timp foarte mică fără nici o comutare sau intervenție exterioară.

Mașinile funcționează în regim de generator autoexcitant cu o preexcitare de la baterie. În prima fază motoarele debitează în scurtcircuit, curentul crește rapid, energia acumulîndu-se în inductanțele circuitului.

În perioada de blocare a tiristoarelor principale se consideră două cazuri :

a) rețeaua este capabilă să absoarbă energia ce i se furnizează. În acest caz curentul debitat trece prin dioda *D*1, filtrul de intrare, linie, receptoare și revine prin linie, dioda *DRL*, inductanțele de netezire și contactorul *KF* ;

b) rețeaua nu este în măsură să preia energia. Curentul debitat trece prin dioda *D*2, tiristorul de frînare *T*3, rezistența de frînare *RFR*, inductanța de netezire și contactorul *KF*.

În [7] este descrisă o schemă cu tiristoare folosită pentru acționarea electrică a troleibuzului în R.S.C. (fig. 12). S-au utilizat tiristoare tip *T*200/1200.

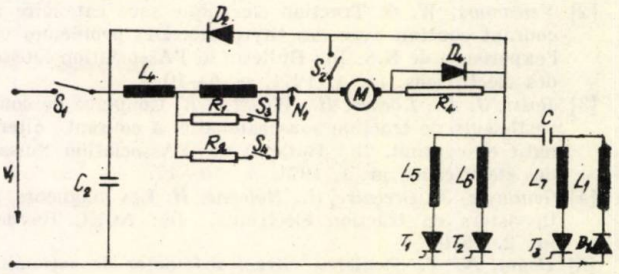


Fig. 12. Schema de acționare folosită pentru troleibuzul Skoda.

În figura 13 este prezentată o schemă utilizată la acționarea electrică a tramvaielor Skoda [8]. Fiecare din cele două grupe de motoare este alimentată de la cîte un variator de tensiune continuă, care funcționează la frecvențe pînă la 400 Hz. Motoarele electrice sînt de 44 kW la tensiunea de 300 V.

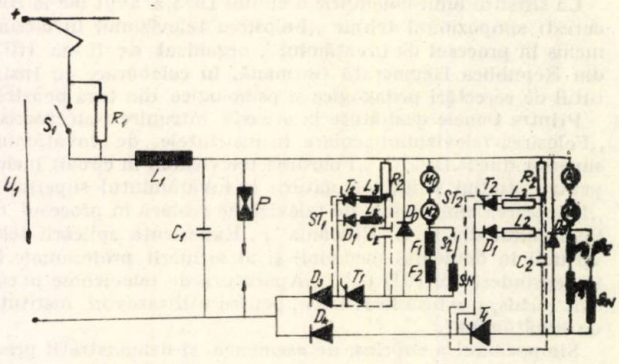


Fig. 13. Schema de acționare folosită pentru tramvai în R.S.C.

4. Concluzii

Studiul schemelor cu tiristoare și utilizarea lor în acționarea electrică a vehiculelor destinate transportului urban în comun reprezintă o preocupare actuală și de perspectivă a specialiștilor din întreaga lume.

Utilizarea schemelor cu tiristoare în acționarea electrică a vehiculelor prezintă serioase avantaje atît din punct de vedere tehnic, cît și economic. Rezultatele obținute pînă în prezent atît în străinătate, cît și la noi în țară pledează pentru extinderea acestor scheme, în ciuda faptului ca este mai ridicat costul echipamentului decît al celui clasic. Menționînd doar consumul mult mai redus de energie electrică care este în medie cu 30% mai mic decît în cazul schemelor clasice, avantaj de loc de neglijat, ne dăm seama de necesitatea extinderii preocupărilor în această direcție, pentru adoptarea unor noi soluții și rezolvarea unor probleme, cum ar fi zgomotul destul de supărător, provocat de inductanțele circuitului, influența asupra circuitelor de curenți slabi etc., care, în prezent, mai provoacă discuții.

Bibliografie

[1] * * * L'équipement électrique des nouvelles voitures articulées du pré-metro de la STIB. In: ACEC Revue, nr. 71, 1973, p. 3—20.

[2] *Venemaus, W. O.* Traction électrique sous caténaire à courant continu avec des thyristors. Des problémes et l'éxperience de N.S. In: Bulletin de l'Association Suisse des électriciens, nr. 1, 1971, p. 6—10.

[3] *Bossi, J. H., Löcker, H., Winkler, K.* Couplage de convertisseurs de traction sous caténaire à courant alternatif et continu. In: Bulletin de l'Association Suisse des électriciens, nr. 1, 1971, p. 10—17.

[4] *Gouthiere, J., Gregoire, J., Hologne, H.* Les magneurs à thyristors en traction électrique. In: ACEC Revue, nr. 2, 1970.

[5] *Boţan, N. V.* Reglarea vitezei sistemelor de acţionare electrică. Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

[6] *Cantemir, L., Oprişan, M.* Tracţiune electrică, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1971.

[7] *Raba, F.* Thyristorregelung tschekoslowakischer Trolleybusse. In: Elektrie RDG, **25**, nr. 10, oct 1971, p. 410—411.

[8] *Fetter, F.* Fortschrite bei der Pulssteuerung von Gleichstromfahrmotoren. In: Elektrie RDG, **25**, nr. 6, iunie 1971, p. 223—225.

[9] *First, A.* Primenenie impulsnogo preabrazovatelia postoionnogo toka V tramvaiah tipa T i KT. 3-ia mejdunarodnaia naucino-tehniceskaia konferenţia ab elektronnih avtomatizirovannih privodah. CSSR, Praga, octombrie 1971.

[10] *Wagner, R.* Thyristortechnik für Gleichstromachinen. In: Siemens Zeitschrift, nr. 10, oct 1974, p. 780—784.

[11] *Walter, K., Wolff, G.* U-Bahn-Zug mit Gleichstrom. stellern Steuerung. In: Elektrie **26**, nr. 9, sep 1972 p. 219.

[12] *Leroy, I., Guibereau, S.* Le hacheur de courant késar en traction. Realisations et perspectives d'avenir pour le métropolitain. In: Revue Générale de L'Electricité, Tome **82**, nr. 4, apr 1973, p. 243—248.

Intrat în redacţie la 20. II. 1975

Manifestări tehnico-ştiinţifice

Folosirea televiziunii în circuit închis în procesul de învăţământ

La sfîrşitul lunii noiembrie a anului 1975 a avut loc la Bucureşti simpozionul tehnic „Folosirea televiziunii în circuit închis în procesul de învăţământ", organizat de firma RFT din Republica Democrată Germană, în colaborare cu Institutul de cercetări pedagogice şi psihologice din ţara noastră.

Printre temele dezbătute la această întrunire s-au înscris: „Folosirea televiziunii şcolare în institutele de învăţământ superior din R.D.G."; „Folosirea televiziunii în circuit închis pentru studiul ştiinţelor naturii în învăţământul superior"; „Integrarea emisiunilor de televiziune şcolară în procesul de învăţământ din R. S. România"; „Experienţa aplicării televiziunii în domeniul medicinii şi al formării profesionale în întreprinderi din R.D.G."; „Aparatura de televiziune în circuit închis, produsă în R.D.G., pentru utilizarea în instituţii de învăţământ".

Simpozionul a cuprins, de asemenea, şi demonstraţii practice cu instalaţiile de televiziune prezentate la expoziţia de profil deschisă cu ocazia simpozionului.

Atît din referatele prezentate, cît şi din discuţiile purtate pe marginea lor s-au desprins multiple posibilităţi de utilizare a televiziunii interne în învăţământul superior. Această televiziune poate fi adecvată mai ales pentru:

— preluarea integrală a mijlocirii materiei didactice (de exemplu: televiziunea instructivă şi televiziunea programată);

— pregătirea cursurilor şi repetarea unor părţi mai importante (televiziunea pe bază de înregistrări);

— susţinerea cursurilor obişnuite (televiziunea de demonstraţie).

Scopul urmărit prin aplicarea televiziunii interne în învăţământul superior este îmbunătăţirea calităţii învăţământului şi eficienţa educaţiei în învăţământ.

Pentru a uşura studiul individual al cursanţilor în dobîndirea de noi cunoştinţe şi fixarea cunoştinţelor predate anterior, precum şi pentru repetarea materialului parcurs o anumită perioadă de timp se poate folosi, de asemenea, televiziunea internă. Din cercetări reiese că studiul individual al studenţilor necesită forme corespunzătoare de însuşire a materialului predat. În acest sens s-au utilizat cu bune rezultate emisiuni de televiziune axate pe tematica „Formarea imaginii în microscop" ş.a.

Întreprinderea STUDIOTECHNIK produce în cantităţi mari instalaţii de televiziune Röntgen (tipul RFA 3 :3) cu aparatajul periferic corespunzător (regulatorul automat de doză DLR3.5 şi 3.7, armonizatorul de contrast Röntgen RSH 1010), care sînt utilizate pe scară largă în diagnostica de rutină şi în chirurgie. Aceste instalaţii pot fi însă utilizate şi ca parte integrantă a unor sisteme de televiziune, care servesc procesului de învăţământ şi perfecţionare profesională.

Cu toate că cea mai mare parte a acestor instalaţii este livrată pentru activitatea medicală, tehnica de televiziune röntgen şi, deci, şi instalaţia RFA se utilizează şi în domeniile cercetării ştiinţifice, al învăţământului, al defectoscopiei nedistructive a materialelor etc.

Cele mai importante aparate pentru utilizarea în învăţământ, produse în R.D.G., sînt: camera compactă de televiziune TFK 500, adecvată pentru urmărirea de la distanţă a procesului de învăţământ şi alte asemenea aplicaţii; camera de TV FK 2010 cu bloc de alimentare FBZ detaşat, adecvată unor instalaţii mai mari, cu posibilităţi de manipulare şi rezoluţie înalte. În ceea ce priveşte obiectivele se fabrică tipul „Tevidon" cu distanţe focale de la 10 la 100 mm.

Pentru modificarea orientării camerelor se poate livra un dispozitiv de pivotare şi înclinare KSNV, iar pentru reglajul motorizat al opticii se dispune de mecanismul de antrenare de la distanţă a opticii OFA cu blocul de comandă FZ.

O deosebită valoare didactică o are instalaţia de mixaj şi trucare TBM3. 1. Cu ajutorul acestui aparat, peste imaginea transmisă, poate fi suprapusă o a doua imagine. Suprapunerea se poate face orizontal şi vertical din toate cele patru colţuri şi din orice alt loc în mărime variabilă. Pentru a putea scoate în evidenţă anumite detalii există posibilitatea de a mixa peste imagine un indicator de marcare (pe fondul deschis, un indicator închis şi pe fond închis, un indicator deschis); indicatorul se poate regla pentru a fi intermitent.

Distribuitorul cross-bar video VKS 1 poate fi utilizat acolo unde este necesar ca imaginile provenind de la diferite telecamere să fie comutate centralizat sau descentralizat pe monitoare diferite. La fiecare monitor poate fi cuplată oricare telecameră, indiferent de ordine şi în mod independent unul de celălalt. În execuţia de bază distribuitorul VKS 1 are 8 intrări video şi 16 ieşiri video, putînd însă să fie mărit.

În cazul în care între telecamere şi regie, respectiv monitoare, ori între diferite monitoare sau grupe de monitoare, există distanţe mai mari, se utilizează blocuri antidistorsiuni VE 1 sau distributitoare video VV 1.

În calitate de principal purtător audiovizual de informaţii, televiziunea preia redarea altor mijloace didactice (ca de ex. filme educative, diapozitive, materiale tipărite etc.). Pentru asigurarea acestor funcţiuni, în sistemul respectiv trebuie prevăzut un număr adecvat de aparate de lectură pentru film, diapozitive sau tip episcop (simbol FAF, FAD, FAE, FAK în diverse variante). De asemenea, pentru pupitre de prelegere se dispune de un bloc video FAP 1010 pentru transmiterea în „sistem episcop" a unor originale netransparente de diferite formate. În acest fel, întregul proces de redare a unor purtători audiovizuali de informaţii poate fi centralizat într-unul sau în puţine locuri ale facultăţii sau şcolii respective.

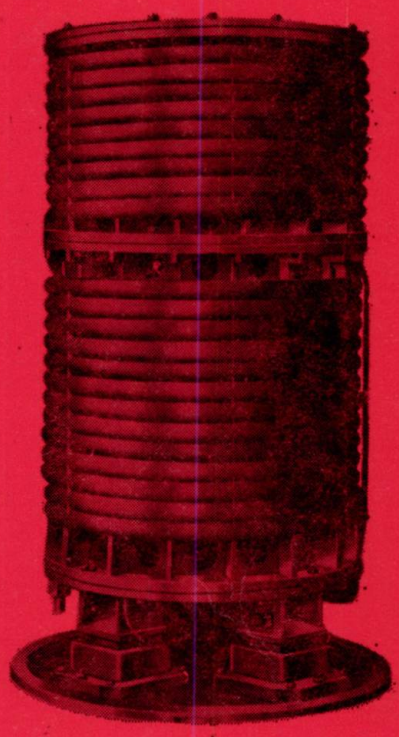
Greta Andrei şi ing. *Lucreţia Pană*

IMEB

BUCUREȘTI, STR. HO ȘI MIN, NR. 4, SECTOR 7, TELEFON 31. 52. 20

Produce și livrează surse de sudură diverse:

Convertizoare de sudură cu motor electric asincron tip CS de 125 A; 315 A; 350 A și 500 A. Motorul se poate alimenta la tensiuni între 220 V și 500 V.



Caracteristici tehnice:

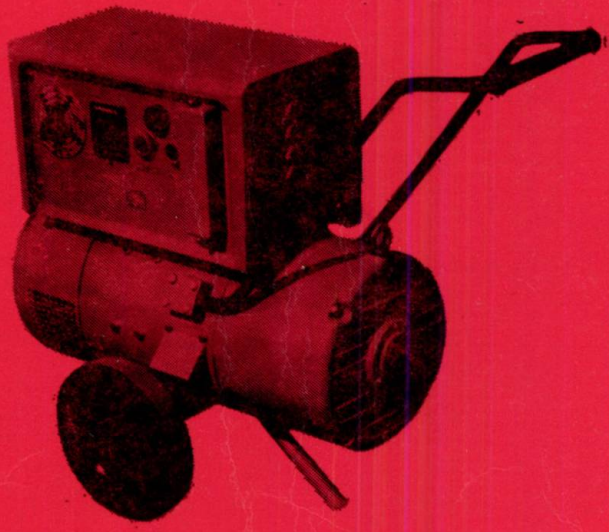
Tipul motorului	CS—125 A	CS—3	CS—315	CS—5
Puterea (kW)	4,6	11	12	21
Turația (rot/min)	3 000	1 500	3 000	1 500
Frecvența (Hz)	50	50	50	50

Generator:

Curentul de sudură (A)	95—160	240—370	245—370	370—625
Tensiunea de lucru (V)	43— 65	43—75	—	52—76
Clasa de izolație: —stator	E	E	E	E
—rotor	B	B	B	B
Greutatea (kg)	135	420	290	600

La cerere se execută convertizoare de sudură la frecvențe de 60 Hz și pentru mediu tropical TH.

Grupuri de sudură cu motor termic tip GST de 350 și 500 A. Se compun din: motor diesel de 4 tipuri, răcit cu apă, cu 4 cilindri verticali, având puterea de 50 HP; generator de c.c.; tablou electric de comandă și control.



De asemenea, IMEB mai execută:

Generatoare de sudură în c. a. de 250 A (c. a. de sudură se produce la frecvența de 300 Hz). Se folosește cu rezultate excepționale la sudura aluminiului în mediu de argon.

Caracteristici:

— Turația sincronă:	3 000 rot/min;
— Frecvența curentului de sudură:	300 Hz;
— Tensiuni de alimentare:	220, 380, 440, 500 V;
— Greutatea:	165 kg (mai ușor cu 50% decît un convertizor de aceeași putere în c.c.).

Agregat de sudură (225 A) și **forță** (5 kVA) trifazat, care se poate folosi în ateliere mobile pentru lucrări de intervenție.

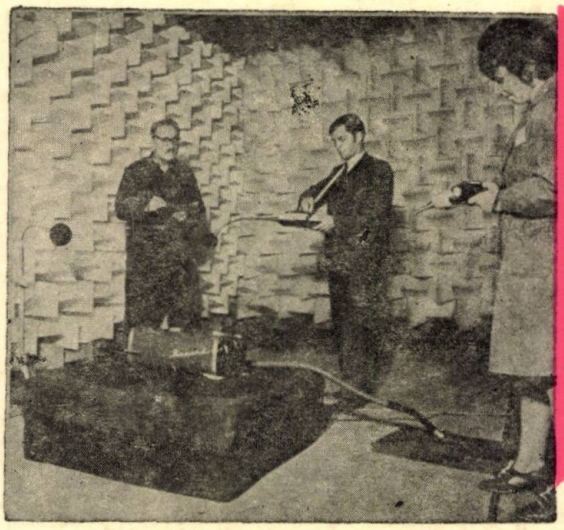
Turația sincronă: 3000 rot/min.

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

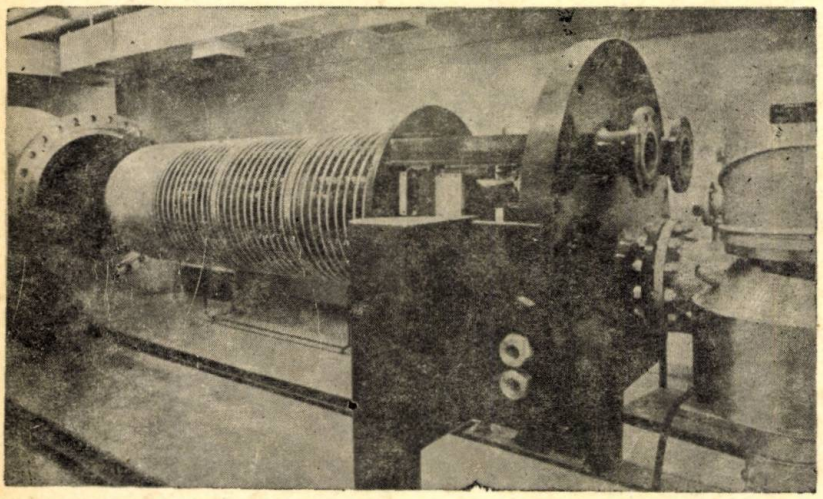
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

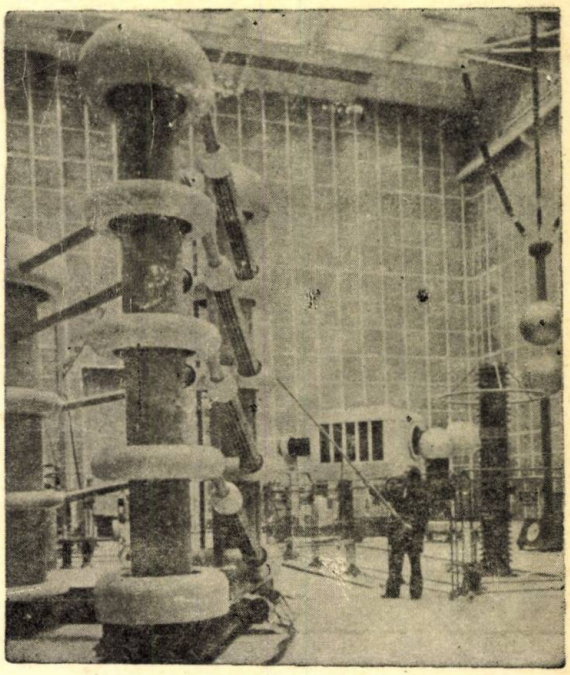


1970 MAI 3

La toate aceste intrebări ca și la alte probler din domeniul electrotehnic vă poate răspunde I stitutul de Cercetare pentru Industria Electroteh nică (I.C.P.E.) care in această perioadă își i tocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de i cercări moderne, specialiști de inaltă calificar ateliere proprii de construcții prototipuri, o exp rientă de 25 ani in activitate care pledează favoarea increderii pe care puteți să i-o acorda





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 2 Februarie 1976

SUMAR

CZ 621.3.013

SARCINI ELECTRICE DISTRIBUITE
CÎMP ELECTROMAGNETIC
PRELUCRAREA AUTOMATĂ A DATELOR

Nicolaide, A. : **Utilizarea unei metode a sarcinilor electrice distribuite pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic în medii neomogene, cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 53

Se propune o metodă de rezolvare a problemelor de cîmp electromagnetic pentru domenii cu medii omogene şi neomogene, utilă în studiul şi proiectarea echipamentelor electrice.

CZ 621.314.263

DUBLOR FEROMAGNETIC
FUNCŢIONARE ÎN GOL
INDUCŢIE MAGNETICĂ
CALCUL

Ghiţă, C. : **Regimurile de funcţionare în gol şi în scurtcircuit a dublorului feromagnetic de frecvenţă.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 57

Se tratează o metodă de calcul al curentului absorbit în gol şi în scurtcircuit şi al tensiunii de ieşire în gol a dublorului de frecvenţă feromagnetic.

CZ 621.398.1 :621.313.39

ELEMENTE FINITE
DISTRIBUŢIE DE POTENŢIAL
APLICAŢII

Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, E. : **Metoda elementelor finite aplicată la probleme Laplaciene plan-paralele**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 62

Metoda elementelor finite aplicată la studiul problemelor plan-paralele de tip Laplace.

CZ 621.3.014 :537.213

CONTACTOR DE Î.T.
CIRCUIT OSCILANT
CONDUCŢIE

Marinescu, A. : **Asupra posibilităţilor de realizare a unui contactor ideal de I.T. pentru descărcarea unui condensator pe o inductanţă neliniară.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb. 1976, p. 67

Lucrarea cuprinde aspecte de realizare a unor contactoare pentru menţinerea descărcării unei capacităţi pe o inductanţă neliniară pînă la terminarea procesului tranzitoriu, prin folosirea tiristoarelor sau eclatoarelor comandate.

CZ 621.396.611.1

MATERIALE MAGNETICE
MOTOR CU HISTEREZIS

Palii, L., Galan, N. : **Materiale magnetice şi performanţele motorului cu histerezis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 71

Se studiază variaţia cuplului electromagnetic, a curentului absorbit şi a factorului de putere, pentru fiecare tip de motor, funcţie de caracteristicile materialelor magnetice.

CZ 621.3.024.2

PUNTE REDRESOARE TRIFAZATĂ
ONDULAŢIA CURENTULUI

Ludu, N. : **Calculul ondulaţiei curentului de sarcină la puntea redresoare trifazată semicontrolată.**

E.E.A. – **Electrotehnca 24**, nr. 2, feb 1976, p. 75

Funcţionarea schemei de redresare în punte trifazată semicomandată. Calculul ondulaţiei curentului de sarcină pentru această schemă.

CZ 621.327.42

LĂMPI FLUORESCENTE
BALAST
DURATA DE VIAŢĂ

Ivanovici, C. : **Contribuţii la determinarea temperaturii nominale maximale a balasturilor fără marcaj de temperatură.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 80

Se prezintă o metodă de determinare a lui t_w pentru balasturile fără marcaj de temperatură.

Manifestări ştiinţifice şi tehnice 84

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. ROMÂNIA ; ing. A. POPA ; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină. apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*) ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.* București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01—BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 639. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.16.31

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.013

ЗАРЯДЫ ЭЛЕКТРОННЫЕ РАСПРЕДЕЛЁННЫЕ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
ОБРАБОТКА АВТОМАТИЧЕСКАЯ ДАННЫХ

Николаиде, А.: **Использование метода распределённых электрических зарядов для решения задач электромагнитного поля в неоднородных средах, при помощи систем автоматической разработки данных.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 53

Предлагается метод решения задач электромагнитного поля для областей с однородными и неоднородными средами, являющийся целесообразным при исследовании и проектировании электрического оборудования.

УДК 621.314.263

ВЫЧИСЛЕНИЕ
ДУБЛЕР ФЕРРОМАГНИТНЫЙ
ИНДУКЦИЯ МАГНИТНАЯ
ХОД ХОЛОСТОЙ

Гицэ, К.: **Режимы холостого хода и короткого замыкания частотного феромагнитного дублёра.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 57

Исследуется метод вычисления поглощаемого тока при режиме холостого тока и короткого замыкания, а также напряжения выхода при холостом режиме ферромагнитного частотного дублёра.

УДК 621.3.014:537.213

ВЫЧИСЛЕНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ПОТЕНЦИАЛА
ЭЛЕМЕНТЫ КОНЕЧНЫЕ

Костаке, Г., Слэнинэ, М., Делла-Джакомо, Е.: **Метод конечных элементов применяемый к задачам Лапласса плоскость-параллели.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 62

Метод конечных элементов применяемый к исследованию задач плоскость-параллели типа Лапласса.

УДК 621.396.611.1

КОНТАКТОР ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ
ПРОВОДИМОСТЬ
ЦЕПЬ КОЛЕБЛЮЩАЯСЬ

Маринеску, А.: **Относительно возможностей осуществления идеального высоковольтного контактора для разряда конденсатора на нелинейной индуктивности.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 67

Работа содержит аспекты осуществления контакторов для поддерживания разряда ёмкости на нелинейной индуктивности до окончания переходного процесса, используя тиристоры или управляемые разрядники.

УДК 621.378.1.621.313.39

ДВИГАТЕЛЬ ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ
МАТЕРИАЛЫ МАГНИТЫЕ

Палий, Л., Галан, Н.: **Магнитные материалы и достижения гистерезисного двигателя.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 71

Исследуется вариация электромагнитной пары, поглащённого тока и коэффициента мощности, для каждого типа двигателя, в зависимости от характеристик магнитных материалов.

УДК 621.3024.2

ВОЛНИСТНОСТЬ ТОКА
МОСТ ТРЕХФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЬНЫЙ

Луду, Н.: **Вычисление волнистности тока нагрузки при выходе из трёхфазного выпрямительного полууправляемого моста.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 75

Работа выприямительной схемы в полууправляемом трёхфазном мосте. Вычисление волнистности тока нагруки для этой схемы.

УДК 621.327.42

БАЛЛАСТ
ДОЛГОВЕЧНОСТЬ
ЛАМПЫ ФЛУОРЕСЦЕНТНЫЕ

Иванович, К.: **Вклад к определению максимальной номинальной температуры без температурной маркировки.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, фев. 1976, стр. 80

Представлен метод определения t_w для балластов без температурной маркировки.

INHALT

DK 621.3.013

VERTEILTE ELEKTRISCHE BELASTUNGEN
ELECKTROMAGNETISCHES FELD
AUTOMATISCHE DATENVERARBEITUNG

Nicolaide, A.: **Die Anwendung einer Methode der verteilten elektrischen Belastungen zur Lösung der Probleme des elektromagnetischen Feldes in nichthomogenen Umgebungen, mittels automatischer Datenverarbeitungs systeme.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 53

Es wird eine Methode zur Lösung von Problemen des elektromagnetischen Feldes für homogene und nichthomogene Umgebungen vorgeschlagen, die beim Studium und der Projektierung von elektrischen Ausrüstungen angewendet werden kann.

DK 621.314.263

FEROMAGNETISCHER DOPPLER
LEERLAUF
BERECHNUNG
MAGNETOINDUKTION

Ghiță, C.: **Der Leerlauf — und der Kurzschlussbetrieb des ferromagnetischen Frequenzdopplers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 57

Es wird eine Berechnungsmethode der Stromaufnahme bei Leerlauf — und Kurzschlussbetrieb, sowie der Ausgangsspannung bei Leerlauf des ferromagnetischen Frequenzdopplers beschrieben.

DK 621.3.014 : 537.213

ENDELEMENTE
POTENTIALVERTEILUNG
BERECHNUNGEN. ANWENDUNGEN

Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, E.: **Die Anwendung der Endelemente — Methode bei ebenparallelen Laplace — Problemen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 62

Die Anwendung der Endelemente — Methode beim Studium der eben — parallelen Probleme des Laplace-Typs.

DK 621.396.611.1

HOCHSPANNUNGSSCHUTZ
SCH,WINGUNGSKREIS
LEITFAHIGKEIT

Marinescu, A.: **Über die Herstellungsmöglichkeiten eines idealen Hochspannungsschützes, zur Entladung eines Kondensators mit nichtlinearer Induktanz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 67

Die Arbeit enthält Herstellungsaspekte von Schützen zur Entladungserhaltung einer Kapazität auf einer linearen Induktanz bis zum Abschluss des Übergangvorgangs, durch die Anwendung von gesteuerten Thyristoren oder Funkenstrecken.

DK 612.398.1 :621.313.39

MAGNETISCHE ,WERKSTOFFE
HYSTERESIS-MOTOR

Palii, L., Galan, N.: **Magnetische Werkstoffe und der Leistungen des Hysteresis — Motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 71

Es wird die Veränderung des elektromagnetischen Moments, der Stromaufnahme und des Leistungsfaktors für jeden Motortyp, in Abhängigkeit von Charakteristiken der magnetischen Werkstoffe untersucht.

DK 621.3.024.2

DREIPHASIGE GLEICHRICHTERBRUCKE
STROMWELLIGKEIT

Ludu, N.: **Die Berechnung des Belastungsstroms für eine halbgesteuerte, dreiphasige Gleichrichterbrücke.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 75

Es wird der Betrieb einer dreiphasigen, halbgesteurten Gleichrichterbrückenschaltung beschrieben, sowie die Berechnung der Belastungsstromwelligkeit für diese Schaltungsart.

DK 621.327.42

FLUORESZENZLAMPE
BESCH,WERUNGSGEWICHT
LEBENSDAUER

Ivanovici, C.: **Beitrag zur Ermittlung der höchsten nominellen Temperatur von Beschwerungsgewichten, ohne Temperaturmarkierung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, Feb. 1976, S. 80

Es wird eine t_w — Ermittlungsmethode für die Beschwerungsgewichte ohne Temperaturmarkierung beschrieben.

MUSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

SUMMARY

DC 621.3.013

DISTRIBUTED ELECTRIC CHARGES
ELECTROMAGNETIC FIELD
AUTOMATE DATA PROCESSING

Nicolaide, A.: **A Distributed Electric Charges Method Application to Solving the Problems Relative to the Electromagnetic Field in Heterogeneous Media, by Means of Automate Data Processing Systems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 53

It is proposed a method of solving the electromagnetic field problems for heterogeneous and homogeneous media domains. The method is useful in the electric equipment study and design.

DC 621.314.263

FEROMAGNETIC DOUBLING MACHINE
NO-LOAD RUN
CALCULUS
MAGNETIC INDUCTION

Ghiță, C.: **No-Load and Short-Circuit Running Regimes of the Frequency Ferromagnetic Doubling Machine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 57

The paper deals with a method of calculating the no-load and short-circuit absorbed current, as well as the no-load output voltage of the ferromagnetic frequency doubling machine.

DC 621.3.014 :537.213

FINITE ELEMENTS
POTENTIAL DISTRIBUTION
APPLICATIONS

Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, E.: **The Finite Elements Method Applied to Plane-Parallel Laplace Problems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 62

The finite elements method applied to the study of the Laplace type plane-parallel problems.

DC 621.396.611.1

IT CONTACTOR
OSCILLATING CIRCUIT
CONDUCTION

Marinescu, A.: **On the Possibilities ot Achieving an Ideal I.T. Contactor for a Capacitor Discharge on a Non-Linear Inductance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no 2, Feb. 1976, p. 67

The paper includes some aspects regarding the achievement of contactors for maintaining a capacity discharge on a non linear inductance, until the transient process ends, by means of thyristors or controlled spark gaps.

DC 621.398.1 :621.313.39

MAGNETIC MATERIALS
HYSTERESIS MOTOR

Palii, L., Galan, N.: **Magnetic Materials and Hysteresis Motor Performances.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 71

The authors study the variation of the electromagnetic torque, the absorbed current, and the power factor for each type of motor, function of the magnetic materials characteristics.

DC 621.3.024.2

THREE-PHASE RECTIFYING BRIDGE
CURRENT UNDULATION

Ludu, N.: **Calculating the Load Current Undulation at the Output of the Semi-Controlled Three-Phase Rectifying Bridge.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 75

The operation of the semi-controlled three-phase bridge rectifier circuit organization. The calculation of the load current undulation for this organization.

DC 621.327.42

LUMINOUS LAMPS
BALLAST
LIFE

Ivanovici, C: **Contributions to the Ballasts Maximum Rated Temperature Determination without Temperature Marking.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 2, Feb. 1976, p. 80

A method of t_w determination for the ballasts without temperature marking, is presented.

SOMMAIRE

CD 621.3.013

CHARGES ELECTRIQUES DISTRIBUEES
CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
TRAITEMENT AUTOMATIQUE DES INFORMATIONS

Nicolaide, A.: **Utilisation d'une méthode des charges électriques distribuées pour la résolution des problèmes de champ électromagnetique dans des milieux néhomogènes, à l'aide des systèmes de traitement automatique des informations.**

E.E.A.–**Electrotehnica 24**, nr. 2, feb. 1976, p. 53

On propose une méthode pour la résolution des problèmes de champ électromagnetique pour des domaines avec milieux homogènes et néhomogènes, utile dans l'étude et le développement des équipements électriques.

CD 621.314.263

DOUBLEUR FEROMAGNETIQUE
FONCTIONNEMENT A VIDE
CALCUL
INDUCTION MAGNETIQUE

Ghiță, C.: **Les régimes de fonctionnement à vide et en court-circuit du doubleur ferromagnétique de fréquence.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb. 1976, p. 57

On présente une méthode de calcul du courant absorbé en vide et en court-circuit de même que pour le tension de sortie en vide du doubleur de fréquence ferromagnétique.

CD 621.3.014 :537.213

ELEMENTS FINITS
DISTRIBUTION DE POTENTIEL
APPLICATIONS

Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, E.: **La méthode des éléments finits appliquée aux problèmes Laplaciennes plan-parallèles.**

E.E.A – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb. 1976, p. 62

La méthode des éléments finits appliquée à l'étude des problèmes plan-parallèles du type Laplace.

CD 621.396.611.1

CONTACTEUR HT
CIRCUIT OSCILLANT
CONDUCTION

Marinescu, A.: **Sur les possibilités de réalisation d'un contacteur idéal HT pour la décharge d'un condensateur sur une inductance non-linéaire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb. 1976, p. 67

L'ouvrage contient des aspects de la réalisation de certains contacteurs pour le maintient de la décharge d'une capacité sur une inductance non-linéaire jusqu'à l'achèvement du processus transitoire, a l'aide des thyritors ou des eclateurs commandes.

CD 621.398.1 :621.313.39

MATERIAUX MAGNETIQUES
MOTOR A HYSTERESIS

Palii, L., Galan, N. **Matériaux magnétiques et performances du moteur à hystérésis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 71

On étudie la variation du couple électromagnétique, du courant absorbé et du facteur de puissance, pour chaque type de moteur, fonction des caractéristiques des matériaux magnétiques.

CD 621.3.024.2

PONT REDRESSEUR TRIPHASE
ONDULATION DU COURANT

Ludu, N.: **Calcul de l'ondulation du courant de charge à la sortie du pont redresseur triphasé semi-contrôlé.**

EE.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 75

Le fonctionnement du schéma de redressement en pont triphasé semi-commandé. Le calcul de l'ondulation du courant de charge pour ce schéma.

CD 621.327.42

LAMPES FLUORESCENTES
BALLAST
DUREE DE VIE

Ivanovici, C.: **Contributions à la détermination de la température nominale maximale des ballastes sans marquage de température.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 2, feb 1976, p. 80

On présente une méthode de détermination de t_w pour ballastes sans marquage de température.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Anul 24 ELECTROTEHNICA nr. 2 Bucureşti, februarie 1976

CZ 621.3.012

SARCINI ELECTRICE DISTRIBUITE
CÎMP ELECTROMAGNETIC
PRELUCRAREA AUTOMATĂ A DATELOR

Utilizarea unei metode a sarcinilor electrice distribuite pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic în medii neomogene cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor**

ANDREI NICOLAIDE* — BRAŞOV

Construirea echipamentelor electrotehnice optimizate, necesită studierea cîmpului electric şi magnetic în diferite medii, care constituie aceste echipamente.

După cum se menţionează în lucrări de specialitate [1], metodele cunoscute nu sînt satisfăcătoare în diferite cazuri importante pentru practică. În [1] s-a prezentat o metodă a sarcinilor electrice distribuite, cu o aplicabilitate largă, în rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic potenţial în medii omogene.

Lucrarea de faţă prezintă o metodă numerică, cu largă aplicabilitate în rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic în medii neomogene. Această metodă poate fi utilizată eficient în diferite cazuri practice dificile, de exemplu, la studiul cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice de o formă complicată, ţinînd seama şi de permeabilitatea magnetică a oţelului înconjurător. Ea se aplică utilizînd sisteme de prelucrare automată a datelor.

Se consideră cazul cîmpurilor electrostatice. Calculele rămîn aceleaşi şi pentru cazul cîmpurilor magnetostatice. Metoda poate fi aplicată şi pentru cazuri de cîmpuri cu componente rotaţionale.

Pentru a se uşura urmărirea relaţiilor se dă lista notaţiilor principale, la sfîrşitul lucrării.

Se vor studia cîmpuri de vectori la care intensitatea cîmpului, produsă de sarcinile libere şi de polarizaţie, rezultă din teorema lui Coulomb, între mărimile de stare macroscopice ale cîmpului existînd relaţia :

$$\bar{D} = \varepsilon_0 \bar{E} + \bar{P},$$

sau :

$$\varepsilon \bar{E} = \varepsilon_0 \bar{E} + \bar{P},$$

unde, mărimea ε este cunoscută.

1. Componentele vectorului cîmpului electric produs de sarcinile electrice de polarizaţie

1.1. Componentele vectorului cîmpului în spaţiul tridimensional produs de un dublet electric. În substanţă, unde vectorul polarizaţie este diferit de zero, există dipoli. Vectorul intensităţii cîmpului electric $\bar{E}$, produs de un dublet într-un punct relativ depărtat (la o distanţă mare faţă de dimensiunile dubletului) se va exprima într-un sistem de coordonate trirectangular drept. Componentele vectorului $\bar{E}$, produs de sarcinile dubletului, se obţin cu ajutorul teoremei lui Coulomb, se dezvoltă în serie trigonometrică după puterile lui h_x, h_y, h_z şi se reţin termenii de primul ordin.

*Dr. ing. *Andrei Nicolaide* este profesor la Institutul politehnic — Braşov.

** Lucrarea a fost susţinută la Sesiunea de comunicări ştiinţifice a Academiei Republicii Socialiste România din 24—26 sep 1975.

Expresia componentei după axa Ox este:

$$E_{px} = \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot p_x \frac{-[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2]+3(x_0-x_1)^2}{[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2]^{5/2}} +$$

$$+\frac{1}{4\pi\varepsilon_0} p_y \frac{3(x_0-x_1)(y_0-y_1)}{[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2]^{5/2}} +$$

$$+\frac{1}{4\pi\varepsilon_0} p_z \frac{3(x_0-x_1)(z_0-z_1)}{[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2+(z_0-z_1)^2]^{5/2}}. \quad (1)$$

Analog, se obţin şi expresiile componentelor după axele Oy şi Oz, care se pot scrie prin permutări circulare.

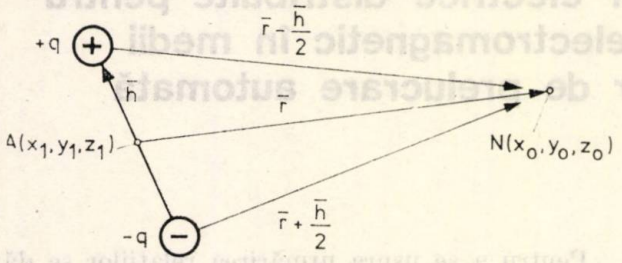


Fig. 1. Intensitatea cîmpului electric produs într-un punct N de un dublet electric cu momentul $p = qh$.

1.2. Componentele vectorului cîmpului electric produs de un dublet cu simetrie plan-paralelă. Vectorul intensităţii cîmpului electric $\bar{E}$, produs de un dublet într-un punct relativ depărtat, adică, la o distanţă mare faţă de dimensiunile unui dublet, se va exprima într-un sistem de coordonate trirectangular drept. Componentele vectorului $\bar{E}$ se obţin utilizînd expresia intensităţii cîmpului electric produs de un conductor filiform rectiliniu, uniform încărcat; se dezvoltă în serie trigonometrică după puterile lui h_x şi h_y şi se reţin termenii de primul ordin. Valoarea componentei după axa Oz este nulă.

Expresia componentei după axa Ox este:

$$E_{px} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_0} p_{lx} \frac{(x_0-x_1)^2-(y_0-y_1)^2}{[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2]^2} +$$

$$+\frac{1}{2\pi\varepsilon_0} p_{ly} \frac{2(x_0-x_1)(y_0-y_1)}{[(x_0-x_1)^2+(y_0-y_1)^2]^2}. \quad (2)$$

Analog, se obţine şi expresia componentei după axa Oy, care se poate scrie prin permutări circulare.

1.3. Componentele vectorului cîmpului produs de o substanţă polarizată. Domeniul ocupat de substanţe polarizate va fi împărţit într-o reţea de cuburi (egale între ele), în cazul cîmpului tridimensional, sau de pătrate (egale între ele) cînd cîmpul are o simetrie plan-paralelă (cîmp bidimensional) şi se depozitează în memorie coordonatele centrelor cuburilor sau pătratelor. Aceste centre vor fi denumite *nodurile reţelei.*

Apoi, se determină componentele vectorului cîmpului în fiecare nod N_i al reţelei. În cazul cîmpurilor tridimensionale, se calculează fiecare componentă E_{px} produsă de cubul cu numărul de ordine N_j în centrul cubului cu numărul de ordine N_i.

Componenta vectorului intensităţii cîmpului se calculează cu expresia (1) cu următoarele observaţii. Se consideră că x_0, y_0, z_0 reprezintă coordonatele centrului cubului cu numărul de ordine N_i, iar x_1, y_1, z_1 coordonatele unui punct oarecare din cubul cu numărul de ordine N_j. Se înlocuieşte p_x prin $P_x\,dxdydz$; p_y prin $P_y\,dxdydz$, p_z prin $P_z\,dxdydz$ şi se calculează integrala pentru volumul cubului cu numărul de ordine N_j. Se însumează componentele produse în centrul cubului cu numărul de ordine N_i de substanţa polarizată din toate celelalte cuburi. Componenta produsă în centrul cubului N_i de substanţa polarizată din cubul respectiv este $-\frac{1}{3\varepsilon_0} P_x$. Analog, se calculează celelalte componente.

În cazul cîmpurilor cu simetrie plan paralelă (cîmpuri bidimensionale) se calculează, de asemenea, fiecare componentă E_{px}, produsă de pătratul cu numărul de ordine N_j, în centrul pătratului cu numărul de ordine N_i.

Componenta vectorului intensităţii cîmpului se calculează cu expresia (2) cu următoarele observaţii. Se consideră că x_0, y_0 reprezintă coordonatele centrului pătratului cu numărul de ordine N_i, iar x_1, y_1 coordonatele unui punct oarecare din pătratul cu numărul de ordine N_j. Se înlocuieşte p_{lx} prin $P_x\,dxdy$; p_{ly} prin $P_y\,dxdy$ şi se calculează integrala pentru suprafaţa pătratului cu numărul de ordine N_j.

Se însumează componentele produse în centrul pătratului cu numărul de ordine N_i de substanţa polarizată din celelalte pătrate. Componenta produsă în centrul pătratului cu numărul de ordine N_i de substanţa polarizată din pătratul respectiv este $-\frac{1}{2\varepsilon_0} P_x$. Analog, se calculează celelalte componente.

2. Ecuaţia satisfăcută de mărimile de stare în fiecare nod al reţelei

În fiecare nod al reţelei este satisfăcută o relaţie dedusă din expresia $\bar{D} = \varepsilon_0\bar{E} + \bar{P}$.

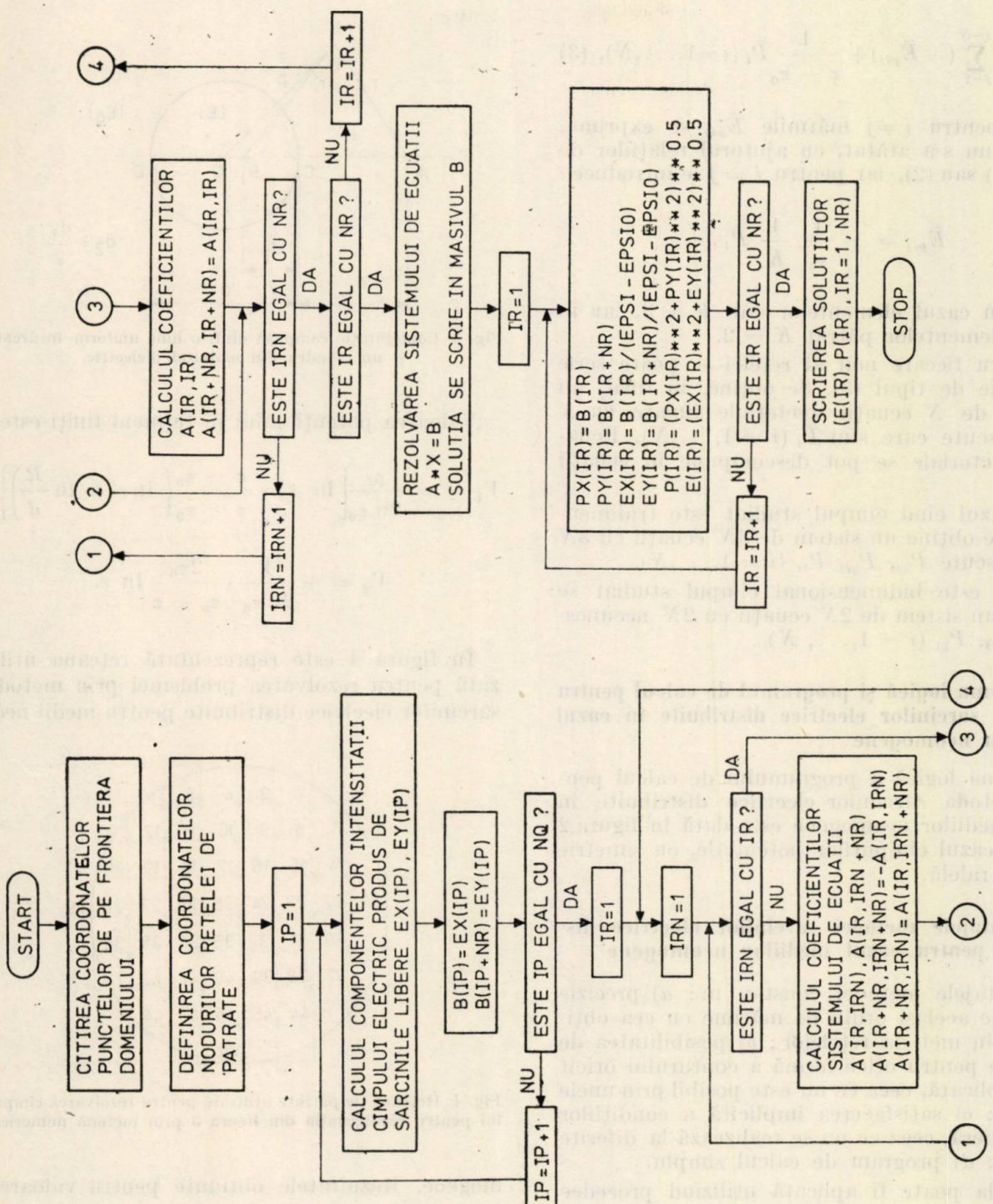


Fig. 2. Schema logică pentru aplicarea metodei sarcinilor distribuite în medii neomogene.

Pentru medii izotrope, în cazul unei rețele cu N noduri, în nodul indicat prin litera i se obține :

$$\varepsilon \bar{E} = \varepsilon_0 \bar{E} + \bar{P},$$

sau :

$$\bar{E}_{eij} = \sum_{j=1}^{j=N} (-\bar{E}_{pij}) + \frac{1}{\varepsilon - \varepsilon_0} \bar{P}_i \; (i=1,\ldots,N), \quad (3)$$

unde, pentru $i \neq j$ mărmile $\bar{E}_{pij}$ se exprimă, după cum s-a arătat, cu ajutorul relațiilor de tipul (1) sau (2), iar pentru $i = j$ se introduce :

$$\bar{E}_{pij} = -\frac{1}{\varepsilon_0} \cdot \frac{1}{K} \bar{P}_i,$$

unde, în cazul elementelor cub $K = 3$, iar în cazul elementelor pătrat $K = 2$.

Pentru fiecare nod al rețelei se poate scrie o relație de tipul (3). Se obține, în final, un sistem de N ecuații vectoriale liniare cu N necunoscute care sînt $\bar{P}_i$ $(i = 1,\ldots,N)$. Ecuațiile vectoriale se pot descompune în ecuații scalare.

În cazul cînd cîmpul studiat este tridimensional se obține un sistem de $3N$ ecuații cu $3N$ necu noscute P_{xi}, P_{yi}, P_{zi} $(i = 1,\ldots,N)$.

Dacă este bidimensional cîmpul studiat se obține un sistem de $2N$ ecuații cu $2N$ necunoscute P_{xi}, P_{yi} $(i = 1,\ldots, N)$.

3. Schema logică și programul de calcul pentru metoda sarcinilor electrice distribuite în cazul mediilor neomogene

Schema logică a programului de calcul pentru metoda sarcinilor electrice distribuite în cazul mediilor neomogene este dată în figura 2 pentru cazul cîmpurilor potențiale, cu simetrie plan paralelă.

4. Avantajele metodei sarcinilor electrice distribuite pentru cazul mediilor neomogene

Avantajele metodei constau în : *a*) precizie mare, de același ordin de mărime cu cea obținută prin metoda rețelelor ; *b*) posibilitatea de utilizare pentru orice formă a conturului oricît de complicată, ceea ce nu este posibil prin unele metode ; *c*) satisfacerea implicită a condițiilor de frontieră, ceea ce nu se realizează la diferite metode ; *d*) program de calcul simplu.

Metoda poate fi aplicată utilizînd procedee iterative și în cazul mediilor neliniare. Programul a fost scris în limbaj FORTRAN și rulat pe un calculator FELIX C-256.

5. Aplicație

Pentru aplicarea și verificarea metodei s-a considerat un caz studiat în literatură [2] și anume configurația din figura 3. Configurația este compusă dintr-o linie uniform încărcată cu densitatea liniară ρ_l și un cilindru din material dielectric de permitivitate ε plasate în vid.

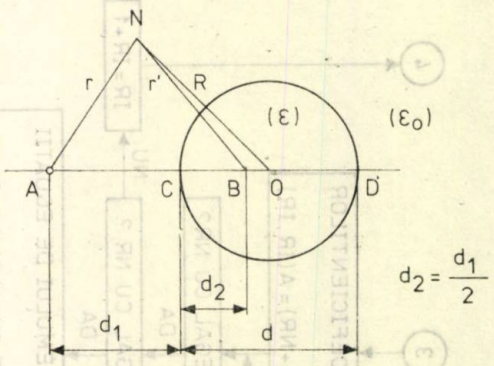


Fig. 3. Configurație compusă dintr-o linie uniform încărcată și un cilindru din material dielectric.

Valoarea potențialului în termeni finiți este :

$$V_1 = -\frac{\rho_l}{2\pi\varepsilon_0}\left[\ln r - \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{\varepsilon + \varepsilon_0}\left(\ln r' - \ln\frac{R}{d}\right)\right],$$

$$V_2 = -\frac{1}{2\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{2\varepsilon_0}{\varepsilon_0 + \varepsilon} \ln r.$$

În figura 4 este reprezentată rețeaua utilizată pentru rezolvarea problemei prin metoda sarcinilor electrice distribuite pentru medii neomogene. Rezultatele obținute pentru valoarea intensității cîmpului în cîteva puncte, prin metoda propusă și cu soluția în termeni finiți, sînt date în tabelul 1.

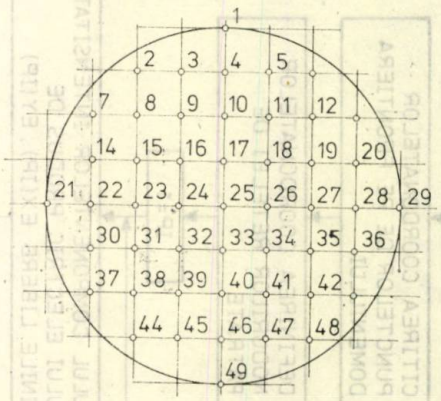


Fig. 4. Rețeaua de pătrate utilizată pentru rezolvarea cîmpului pentru configurația din figura 3 prin metoda numerică.

Se poate constata o precizie ridicată a metodei propuse. Lungimea segmentului de memorie editat a fost de aproximativ 40 kbytes, iar durata de execuție de aproximativ 3 minute.

Tabelul 1

Valorile intensității cîmpului electric E în diferite puncte obținute prin metoda numerică și din soluția în termeni finiți

Nr. punct	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Rezultat din metoda numerică	$0{,}207.10^7$	$0{,}181.10^7$	$0{,}182.10^7$	$0{,}166.10^7$	$0{,}237.10^7$	$0{,}225.10^7$	$0{,}211.10^7$	$0{,}198.10^7$	$0{,}185.10^7$	$0{,}174.10^7$
Rezultat din soluția în termeni finiți	$0{,}200.10^7$	$0{,}188.10^7$	$0{,}177.10^7$	$0{,}167.10^7$	$0{,}233.10^7$	$0{,}217.10^7$	$0{,}202.10^7$	$0{,}190.10^7$	$0{,}179.10^7$	$0{,}169.10^7$

NOTAȚII UTILIZATE

$\bar{p}$ — vectorul momentului electric al dubletului;
$\bar{E}$ — vectorul intensității cîmpului electric;
$\bar{D}$ — vectorul inducției electrice;
x, y, z — coordonatele sistemului de referință trirectangular drept;
ε_0 — constanta electrică a vidului;
$\bar{p}_l$ — vectorul momentului unui dublet electric cu simetrie plan-paralelă pe unitatea de lungime în lungul axei perpendiculare pe suprafața plană;
$\bar{E}_{ei}$ — componenta intensității cîmpului electric produs de sarcinile electrice libere în punctul nod cu numărul de ordine N_i;
$\bar{E}_{pij}$ — componenta intensității cîmpului electric produs în punctul nod, cu numărul de ordine N_i de sarcina de polarizație din elementul cu numărul de ordine N_j;
$\bar{P}_i$ — vectorul polarizației electrice în punctul cu numărul de ordine N_i;
N — numărul de noduri ale rețelei de elemente (cuburi sau pătrate).

Identificatori de variabilă:

NQ — numărul de sarcini electrice libere;
NR — numărul de noduri ale rețelei;
EX(IR), EY(IR), E(IR), PX(IR), PY(IR) — mărimile E_x, E_y, E, P_x, P_y în nodul rețelei cu numărul de ordine IR;
EPSI — mărimea ε;
EPSIO — mărimea ε_0;
A(I, J) — coeficienții necunoscutelor sistemului de ecuații;
B(I) — termenii liberi ai sistemului de ecuații.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Utilizarea unei metode a imaginilor pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic potențial. În: Electrotehnica, **23**, 1975, nr. 7, p. 330—333.
[2] *Durand, E.* Électrostatique. Méthodes de calcul. Dielectriques. Paris, Ed. Masson, tome 3, 1966, p. 245.

Intrat în redacție la 20.X.1975

CZ 621.314.264

DUBLOR FEROMAGNETIC
FUNCȚIONARE ÎN GOL
INDUCȚIE MAGNETICĂ
CALCUL

Regimurile de funcționare în gol și scurtcircuit ale dublorului feromagnetic de frecvență

CONSTANTIN GHIȚĂ* — BUCUREȘTI

În ultima vreme există tendința să se construiască multiplicatoare feromagnetice de frecvență de puteri cît mai mari. Existența unor materiale feromagnetice cu pierderi specifice mici (0,36 W/kg, la 1T și 50 Hz) și inducți de saturație mari (în jur de 2T), face ca performanțele multiplicatoarelor feromagnetice de frecvență să fie mai bune, iar folosirea lor în practică să fie mai accentuată. Printre aceste multiplicatoare, dublorul feromagnetic de frecvență ocupă un loc important. Este întîlnit în instalațiile de încălzire prin inducție, în instalațiile de sudură, în instalațiile de electroeroziune, în cele de iluminat electric cu lămpi fluorescente, la alimentarea motoarelor de mare viteză etc. [1 — 3]. Are un preț de cost redus, o execuție simplă și o bună siguranță în funcționare.

În literatură se abordează problema calculului analitic al dublorului feromagnetic de frecvență, aproximîndu-se caracteristica magnetică a unui miez prin două segmente de dreaptă [1 — 4], sau printr-o funcție exponențială. În lucrările [5] și [6] se arată că aproxi-

* Ing. *C. Ghiță* este asistent la Institutul politehnic — București.

marea printr-o funcţie exponenţială a caracteristicilor magnetice ale miezurilor permite o prezentare bazată pe un volum mic de calcule a teoriei multiplicatoarelor feromagnetice de frecvenţă. O rezolvare inginerească suficient de precisă a problemei calculului dublorului feromagnetic de frecvenţă este făcută în lucrarea [7], prin metoda modelizării fizice.

De multe ori, în practică, interesează regimul de funcţionare în gol a dublorului (cunoaşterea curentului primar şi a tensiunii secundare la funcţionarea în gol, au o importanţă deosebită în aprecierea performanţelor la funcţionarea în sarcină), sau regimul de funcţionare în scurtcircuit a acestuia (de exemplu, cînd dublorul funcţionează în instalaţiile de sudură).

În acest articol se calculează curenţii care circulă prin înfăşurările dublorului în regimurile de mers în gol şi în scurtcircuit. De asemenea, se calculează cîmpul magnetic de dispersie din interiorul ferestrei dublorului, precum şi forţele electrodinamice care acţionează asupra înfăşurărilor acestuia la funcţionarea în scurtcircuit.

1. Regimul de funcţionare în gol

Regimul de funcţionare în gol a dublorului feromagnetic de frecvenţă, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1, este descris de următorul sistem de ecuaţii simultane :

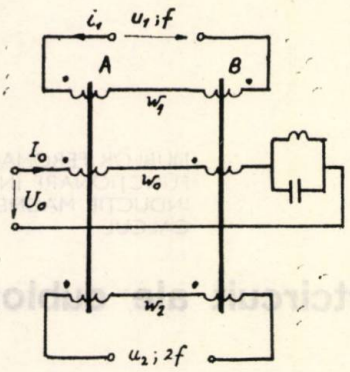


Fig. 1. Schema de principiu a dublorului feromagnetic de frecvenţă.

$$\begin{cases} -w_1 S \dfrac{d}{dt}(b_A - b_B) = 2R_1 i_{10} - \sqrt{2}U_1 \cos \omega t \\ -w_2 S \dfrac{d}{dt}(b_A + b_B) = u_{20} \\ h_i = \alpha(e^{\beta b_i} - 1), \quad i = A\,;\, B \\ w_1 i_{10} + w_0 I_0 = l h_A \\ -w_1 i_{10} + w_0 I_0 = l h_B \end{cases} \tag{1}$$

La scrierea ecuaţiilor (1) s-au neglijat fluxurile magnetice de dispersie, curenţii de deplasare dintre spirele bobinelor şi efectul pelicular. Condiţiile iniţiale pentru rezolvarea sistemului (1) sînt următoarele :

$$\begin{cases} i_{10}(0) = 0 \\ h_A(0) = h_B(0) = \dfrac{w_0 I_0}{l} \\ b_A(0) = b_B(0) = \dfrac{1}{\beta} \ln\left(1 + \dfrac{w_0 I_0}{\alpha l}\right). \end{cases} \tag{2}$$

Rezolvarea analitică a sistemului (1) se simplifică extrem de mult dacă se neglijează rezistenţele înfăşurărilor primare, iar tensiunea secundară la mersul în gol se consideră de forma :

$$u_{20} = \sqrt{2}\, U_{20} \cos(2\omega t + \psi_2). \tag{3}$$

Erorile datorate acestor două simplificări sînt compensate cu ajutorul unui coeficient de corecţie, dedus experimental. Se determină, prin integrarea primelor două ecuaţii ale sistemului (1), valorile instantanee ale inducţiilor magnetice din cele două miezuri, apoi valorile instantanee ale cîmpurilor magnetice. Din ultimele două ecuaţii ale sistemului (1) se deduce expresia curentului care circulă prin înfăşurările primare ale dublorului, la funcţionarea în gol, de forma următoare :

$$i_{10}(t) = \frac{a_2}{w_1}\, th(\beta a_1 \sin \omega t), \tag{4}$$

în care, s-au notat :

$$\begin{cases} a_1 = \dfrac{\sqrt{2}\, U_1}{2\gamma w_1 S \omega} \\ a_2 = w_0 I_0 + \alpha l. \end{cases} \tag{5}$$

Coeficientul experimental de corecţie γ s-a determinat încercînd în gol şi în scurtcircuit mai multe dubloare cu miezuri feromagnetice confecţionate din tolă laminată la rece. S-a găsit valoarea medie $\gamma = 2{,}3$.

2. Regimul de funcţionare în scurtcircuit

a. Calculul curenţilor. În regim de scurtcircuit curenţii care circulă prin circuitele de alimentare şi de sarcină ale dublorului iau valori foarte mari. Determinarea acestor curenţi se face integrînd următorul sistem de ecuaţii :

$$\begin{cases} -w_1 S \dfrac{d}{dt}(b_A - b_B) = 2R_1 i_{1k} - \sqrt{2}U_1 \cos \omega t \\ \dfrac{d}{dt}(b_A + b_B) = 0 \\ w_1 i_{1k} + w_2 i_{2k} + w_0 I_0 = l h_A \\ -w_1 i_{1k} + w_2 i_{2k} + w_0 I_0 = l h_B, \end{cases} \tag{6}$$

sistem, la care se adaugă expresiile caracteristicilor magnetice ale miezurilor A și B. Se rezolvă sistemul (6), presupunînd condiții inițiale nule pentru curenții de scurtcircuit :

$$i_{1k}(0) = i_{2k}(0) = 0. \tag{7}$$

Neglijînd rezistențele înfășurărilor primare și procedînd asemănător ca la rezolvarea sistemului (1), se găsesc valorile instantanee ale curenților de scurtcircuit :

$$\begin{cases} i_{1k}(t) = \dfrac{a_2}{w_1} sh\,(\beta a_1 \sin \omega t) \\ \\ i_{2k}(t) = \dfrac{a_2}{w_2} [ch\,(\beta a_1 \sin \omega t) - 1]. \end{cases} \tag{8}$$

Valorile efective ale curenților de mai sus se deduc după ce se dezvoltă în serie funcțiile sinus hiperbolic și cosinus hiperbolic :

$$\begin{cases} I_{1k} = \dfrac{a_2}{w_1} \sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} [-\sqrt{2} j J_{2\nu-1}(j\beta a_1)]^2} \\ \\ I_{2k} = \dfrac{a_2}{w_2} \sqrt{[J_0(j\beta a_1) - 1]^2 + \sum_{\nu=1}^{\infty} (\sqrt{2} J_{2\nu}(j\beta a_1))^2} \\ \\ j = \sqrt{-1}. \end{cases} \tag{9}$$

b. Calculul forțelor electrodinamice. Forțele electrodinamice care se exercită asupra înfășurărilor dublorului la funcționarea acestuia în regim de scurtcircuit, capătă valori însemnate mai ales la dubloarele de puteri mari. Determinarea acestor forțe trebuie făcută cît mai precis, fiind necesară la dimensionarea părților de consolidare mecanică a dublorului. Pentru deducerea forțelor electrodinamice trebuie cunoscut cîmpul magnetic de dispersie din interiorul ferestrei dublorului, cîmp calculat în următoarele ipoteze simplificatoare : se neglijează curbura înfășurărilor (cîmp plan-paralel), se neglijează curenții turbionari, permeabilitatea fierului se presupune infinită, iar solenațiile dublorului se presupun echilibrate*. Ținînd seama de aceste ipoteze, potențialul-vector, corespunzător cîmpului magnetic căutat, se află integrînd ecuația :

$$\bar{A}(x, y) = \int_{\Sigma} \bar{J}(x_0, y_0)\, G(x, y\,;\, x_0, y_0)\, dx_0\, dy_0 + \bar{A}_0, \tag{10}$$

în care : Σ este suprafața ferestrei dublorului ; $G(x, y\,;\, x_0, y_0)$ este funcțiunea lui Green pentru operatorul lui Laplace și pentru condiții pe frontieră de tip Neumann (nule în cazul problemei de față), iar A_0 este o constantă arbitrară. Se folosește funcțiunea lui Green, descompusă pe subdomenii, care are două expresii G_1 și G_2, ce sînt prezentate în lucrarea [8]. În acest fel, cîmpul magnetic de dispersie din interiorul ferestrei va avea 7 expresii distincte, fiecare expresie fiind valabilă în cîte una din cele 7 regiuni, în care s-a împărțit fereastra (fig. 2).

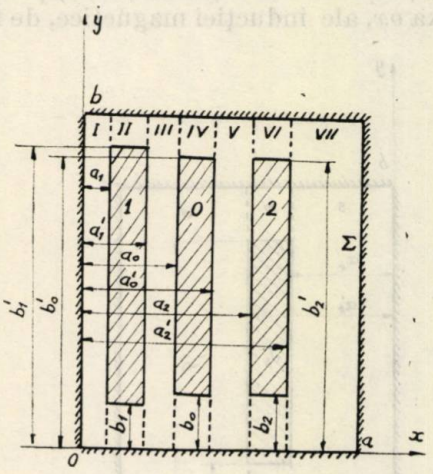


Fig. 2. Împărțirea semiferestrei dublorului în regiuni.

Se notează cu indicii $k = 0\,;\ 1\,;\ 2$ mărimile corespunzătoare înfășurărilor de premagnetizare, respectiv de alimentare (prin care presupunem că circulă un curent sinusoidal de frecvență f) și de sarcină (prin care circulă un curent sinusoidal de frecvență $2f$), iar cu $j = \mathrm{I}, \mathrm{II}, \ldots, \mathrm{VII}$ indicii corespunzători celor 7 regiuni ale ferestrei.

Valoarea efectivă a inducției magnetice rezultante într-un punct oarecare al regiunii j, se obține în funcție de cele trei componente ale sale, create de înfășurările $k = 0\,;\ 1\,;\ 2$, de forma de mai jos :

$$B_j = \sqrt{B_{j0}^2 + B_{j1}^2 + B_{j2}^2}. \tag{11}$$

Inducția magnetică B_{jk} se exprimă în funcție de proiecțiile ei după axele ox și oy ale sistemului de coordonate cu ajutorul relației :

$$B_{jk} = \sqrt{B_{jkx}^2 + B_{jky}^2}, \quad k = 0\,;\ 1\,;\ 2. \tag{12}$$

Să calculăm, în continuare, inducția magnetică produsă de înfășurarea k, ca și cînd aceasta ar exista singură în fereastră (fig. 3). În cele trei regiuni formate : s, m, d se află expresiile potențialului magnetic-vector $A(x, y)$, con-

* Cîmpul magnetic de dispersie produs de solenația de dezechilibru se calculează ca în [8].

siderînd valoarea efectivă a densității de curent a înfășurării k constantă, dată de relația :

$$J_k = \frac{w_k I_k}{(a'_k - a_k)\,(b'_k - b_k)}, \quad k = 0\,;\ 1\,;\ 2. \tag{13}$$

Cu ajutorul expresiei :

$$\bar{B} = \text{rot}\ \bar{A}, \tag{14}$$

se deduc, în cele trei regiuni s, m, d, proiecțiile, după axa ox, ale inducției magnetice, de forma :

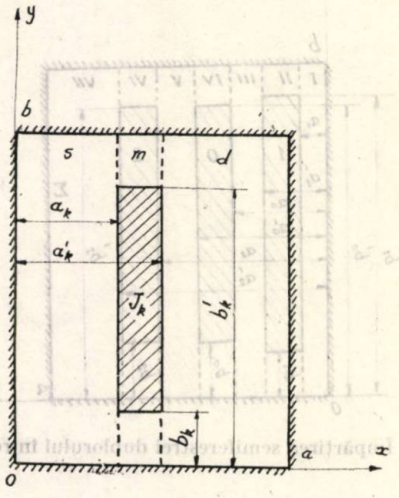


Fig. 3. Referitoare la înfășurarea k din interiorul ferestrei.

$$\begin{cases} B_{skx} = H_k(b-2y) - \sum_{n=1}^{\infty} E_k ch \frac{n\pi x}{b} \sin \frac{n\pi y}{b} \\ B_{mkx} = H_k(b-2y) + \sum_{n=1}^{\infty} \Big[B_k - \\ \quad - C_k ch \frac{n\pi(a-x)}{b} - D_k ch \frac{n\pi x}{b} \Big] \sin \frac{n\pi y}{b} \\ B_{dkx} = H_k(b-2y) + \sum_{n=1}^{\infty} F_k \sin \frac{n\pi y}{b}\, ch \frac{n\pi(a-x)}{b} \end{cases} \tag{15}$$

și proiecțiile, după axa oy, ale inducției magnetice de dispersie, de forma :

$$\begin{cases} B_{sky} = -H_k(b+2x) - \sum_{n=1}^{\infty} E_k \cos \frac{n\pi y}{b} sh \frac{n\pi x}{b} \\ B_{mky} = -H_k(b+2x) + G_k(x-a_k) - \\ - \sum_{n=1}^{\infty} \Big[D_k sh \frac{n\pi x}{b} - C_k sh \frac{n\pi(a-x)}{b} \Big] \cos \frac{n\pi y}{b} \\ B_{dky} = -H_k(2x-2a-b) - \\ \quad - \sum_{n=1}^{\infty} F_k \cos \frac{n\pi y}{b} sh \frac{n\pi(a-x)}{b}, \end{cases} \tag{16}$$

unde, s-au notat :

$$\begin{cases} B_k = T_k sh \frac{n\pi a}{b}\ ;\ C_k = T_k sh \frac{n\pi a_k}{b} \\ D_k = T_k sh \frac{n\pi(a-a'_k)}{b} \\ E_k = T_k \Big[sh \frac{n\pi(a-a'_k)}{b} - sh \frac{n\pi(a-a_k)}{b} \\ F_k = T_k \Big(sh \frac{n\pi a'_k}{b} - sh \frac{n\pi a_k}{b} \Big) \\ G_k = \frac{J_k \mu_0 (b'_k - b_k)}{b} \\ H_k = \frac{J_1 \mu_0 (a'_k - a_k)(b'_k - b_k)}{2b(a+b)} \\ T_k = \frac{2J_k \mu_0 b}{n^2\pi^2} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi b_k}{b} - \sin \frac{n\pi b'_k}{b}}{sh \frac{n\pi a}{b}}. \end{cases} \tag{17}$$

În relațiile (17) k poate lua valorile 0 ;1 ;2.

Pentru calculul proiecțiilor B_{jkx} și B_{jky} se consideră că în fereastră există, simultan, toate cele trei înfășurări ale dublorului. De exemplu, proiecția pe axa ox a inducției magnetice produsă de înfășurarea de premagnetizare ($k = 0$), în regiunea III ($j = III$), are expresia :

$$B_{III0x} = H_0(b-2y) - \sum_{n=1}^{\infty} E_0 ch \frac{n\pi x}{b} \sin \frac{n\pi y}{b}. \tag{18}$$

Relația (11) se poate scrie, proiectată și ea pe cele două axe de coordonate, astfel :

$$B_{jx} = \sqrt{\sum_{k=1}^{3} B^2_{jkx}},\ B_{jy} = \sqrt{\sum_{k=1}^{3} B^2_{jky}}. \tag{19}$$

Se pot calcula, acum, forțele care se exercită asupra înfășurărilor dublorului în regimul de scurtcircuit. Astfel, forțele radiale, raportate la unitatea de lungime, care acționează asupra înfășurării k sînt date de expresia :

$$F_{kx} = \int_{a_k}^{a'_k} \int_{b_k}^{b'_k} J_k B_{jy}(x, y)\, dx\, dy, \tag{20}$$

iar forțele axiale sînt date de expresia :

$$F_{ky} = \int_{a_k}^{a'_k} \int_{b_k}^{b'_k} J_k B_{jx}(x, y)\, dx\, dy, \tag{21}$$

în care : $j = II$ pentru $k = 1$; $j = IV$ pentru $k = 0$; $j = VI$ pentru $k = 2$. Integralele duble (20) și (21) se pot calcula cu ajutorul calculatorului numeric.

3. Verificări experimentale

Încercările experimentale s-au efectuat pe un dublor feromagnetic de frecvență cu următorii parametri constructivi: $S = 0{,}00378$ m²; $l = 0{,}98$ m; $w_1 = 73$ spire; $w_0 = 180$ spire; $w_2 = 101$ spire. Caracteristica magnetică a miezurilor dublorului este prezentată în figura 4.

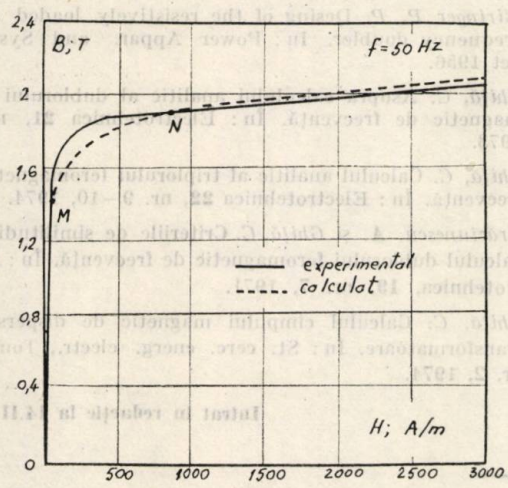


Fig. 4. Caracteristica magnetică a miezurilor.

Alegînd două puncte M și N, aparținînd acestei caracteristici, se determină coeficienții α și β, apoi expresia analitică a caracteristicii magnetice:

$$h = 0{,}027\ (e^{5{,}5\,b} - 1). \qquad (22)$$

Încercarea de mers în gol s-a făcut la tensiunea nominală $U_1 = 220$ V. În figura 5 se prezintă valorile efective calculate și măsurate ale curentului de mers în gol, pentru diverse valori ale curentului de premagnetizare. În scurtcircuit dublorul s-a încercat la o tensiune mai mică, $U_1 = 120$ V. În figura 6 se prezintă valorile efective ale curenților de scurtcircuit,

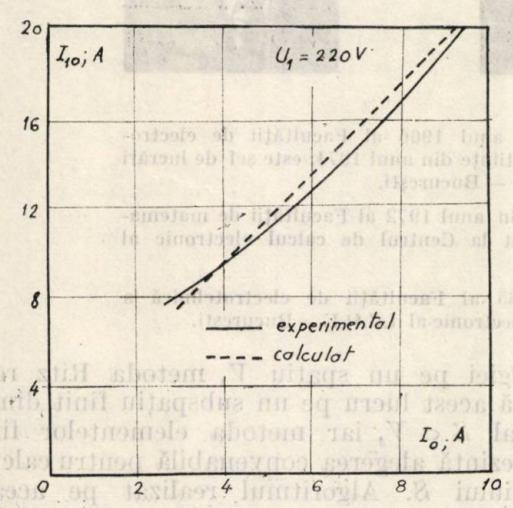


Fig. 5. Valorile efective ale curentului de mers în gol.

calculați cu relațiile (9) și valorile experimentale ale acestora, în funcție de variația curentului de premagnetizare. Cîmpul magnetic de dispersie și apoi forțele electrodinamice de scurtcircuit se află mult mai exact cu ajutorul relațiilor din lucrare, decît cu ajutorul metodei imaginilor magnetice, de exemplu, după cum reiese și din [8]. În lucrarea [8] se face verificarea numerică a rezultatelor obținute pentru cîmpurile magnetice de dispersie la transformatoarele electrice, prin metoda funcțiunii lui Green, descompusă în subdomenii. Deci, nu

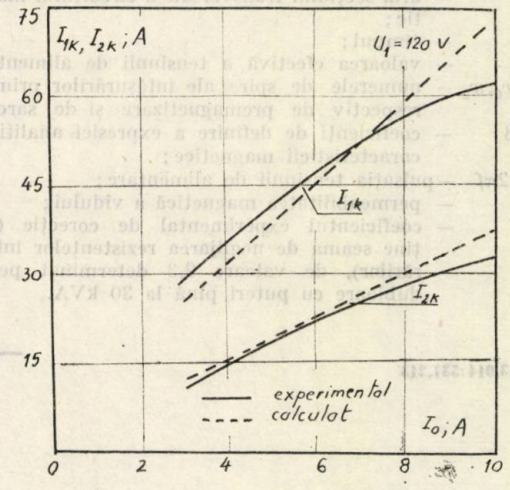


Fig. 6. Valorile efective ale curenților de scurtcircuit.

mai este necesară verificarea numerică a relațiilor (15) și (16), deoarece metoda folosită pentru deducerea lor și ipotezele de calcul sînt aceleași ca în [8].

4. Concluzii

Calculul curenților care circulă prin înfășurările dublorului la funcționarea acestuia în regimul de mers în gol și în regimul de scurtcircuit se poate face suficient de exact (fig. 5 și 6) și cu un volum redus de muncă, dacă se neglijează rezistențele înfășurărilor și dacă se exprimă exponențial, caracteristica magnetică a miezurilor.

Expresiile deduse pentru inducția magnetică de dispersie, din interiorul ferestrei dublorului, conțin serii puternic convergente [8]. Dacă înfășurările dublorului sînt confecționate din galeți, calculul cîmpului magnetic de dispersie se poate face cu ajutorul metodei propuse în lucrare, numai dacă galeții unei înfășurări au aceeași dimensiune radială $a'_k - a_k$. În această situație trebuie să se ia în considerație aportul fiecărui galet la producerea cîmpului magnetic de dispersie.

Calculul curenților în regimul de mers în gol și în regimul de scurtcircuit, precum și calculul forțelor electrodinamice de scurtcircuit pot fi extinse în aceleași ipoteze simplificatoare și la alte multiplicatoare feromagnetice de frecvență.

Principalele notaţii folosite

b_A, b_B — valorile instantanee ale inducţiilor magnetice din cele două miezuri ale dublorului;
h_A, h_B — idem pentru cîmpurile magnetice;
i_{10}, u_{20} — curentul primar, respectiv tensiunea secundară, la mersul în gol, în valori instantanee;
i_{1k}, i_{2k} — valorile instantanee ale curenţilor primar, respectiv secundar, la mersul în scurtcircuit;
I_0 — valoarea curentului continuu din înfăşurarea de premagnetizare;
$J_k(jx)$ — funcţiunea Bessel de ordinul k şi de argument imaginar;
l — lungimea echivalentă a circuitului feromagnetic;
S — aria secţiunii transversale a circuitului magnetic;
t — timpul;
U_1 — valoarea efectivă a tensiunii de alimentare;
w_1, w_0, w_2 — numerele de spire ale înfăşurărilor primară, respectiv de premagnetizare şi de sarcină;
α, β — coeficienţi de definire a expresiei analitice a caracteristicii magnetice;
$\omega = 2\pi f$ — pulsaţia tensiunii de alimentare;
μ_0 — permeabilitatea magnetică a vidului;
γ — coeficientul experimental de corecţie (care ţine seama de neglijarea rezistenţelor înfăşurărilor), de valoare 2,3 determinat pentru dubloare cu puteri pînă la 30 kVA.

Bibliografie

[1] *Bamdas, A. M., Blinov, I. V., Zaharov, N. V., Sapiro, S. V.* Ferromagnitnie umnojiteli ciastoti. Moskva, Ed. Energhia, 1968, 176 pag.

[2] *Geyger, W. A.* Nonlinear-magnetic control devices. New-York, Mc Graw-Hill, 1964, 388 pag.

[3] *Rozemblat, M. A.* Magnitnie elementi avtomatiki i vîcislitelnoi tehniki. Moskva, Nauka, 1966, 719 pag.

[4] *Biringer P. P.* Desing of the resistively loaded static frequency doubler. In: Power Appar. and Systems, oct 1956.

[5] *Ghiţă, C.* Asupra calculului analitic al dublorului feromagnetic de frecvenţă. În: Electrotehnica **21**, nr. 2, 1973.

[6] *Ghiţă, C.* Calculul analitic al triplorului feromagnetic de frecvenţă. În: Electrotehnica **22**, nr. 9—10, 1974.

[7] *Crăciunescu, A.* şi *Ghiţă, C.* Criteriile de similitudine şi calculul dublorului feromagnetic de frecvenţă. În: Electrotehnica, **19**, nr. 7, 1971.

[8] *Ghiţă, C.* Calculul cîmpului magnetic de dispersie la transformatoare. În: St. cerc. energ. electr., Tom **24**, nr. 2, 1974.

Intrat în redacţie la 14.II.1975

CZ 621.3.014:537.313

ELEMENTE FINITE
METODE NUMERICE
DISTRIBUŢIE DE POTENŢIAL
APLICAŢII

Metoda elementelor finite aplicată la probeme laplaciene plan-paralele

GH. COSTACHE, E. DELLA-GIACOMO, M. SLĂNINĂ — BUCUREŞTI

Dr. ing. Costache Gheorghe, absolvent din anul 1966 al Facultăţii de electronică şi telecomunicaţii a I.P.—Bucureşti, doctor în ştiinţe din anul 1974, este şef de lucrări la Catedra de electrotehnică I din Institutul politehnic — Bucureşti.

Mat. Della-Giacomo Ermando, absolvent din anul 1972 al Facultăţii de matematică — mecanică, Universitatea Bucureşti, este analist la Centrul de calcul electronic al I.C.P.E. — Bucureşti.

Ing. Slănină Mircea, absolvent din anul 1965 al Facultăţii de electrotehnică a I.P.—Iaşi, este analist principal la Centrul de calcul electronic al I.C.P.E.—Bucureşti.

1. Introducere

Metoda elementelor finite este o generalizare a metodei Ritz, în care funcţiile triale sînt polinoame omogene de grad n în două variabile. Fiind necesară minimizarea funcţionalei energiei pe un spaţiu V, metoda Ritz realizează acest lucru pe un subspaţiu finit dimensional $S \subset V$, iar metoda elementelor finite reprezintă alegerea convenabilă pentru calcul a spaţiului S. Algoritmul realizat pe această bază este aplicat unor probleme plan-paralele,

pentru care se obţine şi spectrul liniilor echipotenţiale.

2. Metoda elementelor finite

Fie Ω un domeniu în R^2 de frontieră Γ, pe care se consideră următoarea problemă:

$$div\,(\varepsilon_r\, grad\, v) = 0, \text{ în :}$$

$$v(x, y) = v_i \quad i = 1, \ldots, n \text{ pe } (\Gamma_D)_i \tag{2.1}$$

$$\frac{\partial v}{\partial n} = 0 \text{ pe } (\Gamma_N)_j,\ j = 1, \ldots, m,$$

unde:

$$(\Gamma_D)_i \cap (\Gamma_D)_k = \Phi \text{ pentru } i \neq k;$$

$$(\Gamma_N)_i \cap (\Gamma_N)_k = \Phi \text{ pentru } i \neq k;$$

$$\left(\bigcup_{i=1}^{n} (\Gamma_D)_i\right) \cup \left(\bigcup_{j=1}^{m} (\Gamma_N)_j\right) = \Gamma.$$

$v(x, y)$ este mărimea de cîmp — în aplicaţiile de mai jos, potenţialul electric — v_i sînt valorile date ale potenţialului pe frontiera Dirichlet, iar $\varepsilon_r = \varepsilon_r(x, y)$ este permitivitatea dielectrică relativă în punctul $(x, y) \in \Omega$ sau o constantă de material, în general. Dacă se adaugă la cele de mai sus faptul că domeniul Ω este reuniunea mai multor subdomenii disjuncte de tip S, cu permitivităţi distincte, rezultă că determinarea soluţiei analitice pentru o astfel de problemă este, practic, imposibilă.

Metoda aproximativă care se prezintă este bazată pe aplicarea metodei variaţionale în care se folosesc proprietăţi de minimum ale anumitor funcţionale pătratice.

Fie $a(u, v)$ forma biliniară asociată laplacianului, definită prin:

$$a(u,v) = \varepsilon_r \sum_{i=1}^{2} \iint_{\Omega} \frac{\partial u}{\partial x_i}(x) \frac{\partial v}{\partial x_i}(x)\, dx. \tag{2.2}$$

Atunci ecuaţia (2.1) poate fi pusă sub forma variaţională:

$$a(u,v) = 0,\ \forall\, v \in H^1(\Omega),$$

unde: $H^1(\Omega)$ este spaţiul Sobolev definit ca:

$$\left\{v \mid v \in \mathfrak{L}^2(\Omega),\ \frac{\partial v}{\partial x_i} \in \mathfrak{L}^2(\Omega),\quad i = 1,2\right\}.$$

În aceste condiţii, u este soluţia ecuaţiei (2.1), dacă şi numai dacă u realizează minimul funcţionalei [1, 3]:

$$F(u) = a(u, v),$$

sau, ţinînd seama de (2.2):

$$F(u) = \iint_{\Omega} \varepsilon_r \left(\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial y}\right)^2\right) dx\, dy. \tag{2.3}$$

Fizic, această integrală poate fi interpretată drept energia sistemului, dar, în general, ea este tratată ca o simplă cantitate matematică.

Fie acum T_h o triangularizare oarecare a domeniului $\bar{\Omega}(\Omega \cup \Gamma)$. Prin triangularizare se înţelege o subdivizare oarecare a domeniului $\bar{\Omega}$ în elemente triunghiulare, fiecare triunghi fiind definit prin vîrfurile sale $(l_i)_{i=1,2,3}$. Orice element din T_h are următoarele proprietăţi:

$$- K_i \cap K_j = \Phi, \text{ pentru } i \neq j;\ K_i,\ K_j \in T_h;$$

$$- \bigcup_{K_i \in T_h} \bar{K}_i = \bar{\Omega};$$

— pentru orice $K \in T_h$ şi orice punct $(x,y) \in K$, $\varepsilon_r(x, y) = \text{ct.}$

Se introduc, de asemenea, două numere reale h şi θ, care caracterizează triangulaţia T_h, definite prin [5]:

$$h = \max_K h_K,$$

$$\theta = \min_K \theta_K, \tag{2.4}$$

unde: h_K este cea mai mare latură a triunghiului K, iar θ_K este cel mai mic unghi al lui.

Funcţia trială pentru fiecare element $K \in T_h$ este aleasă de forma unui polinom omogen de grad n în două variabile:

$$u(x,y) = \sum_{i=0}^{n} \sum_{j=0}^{i} a_{ij}\, x^{i-j}\, y^j, \tag{2.5}$$

unde, n este gradul polinomului. Numărul total de necunoscute a_{ij} este $k_t = (n + 1)(n + 2)/2$. Este evident că, pe fiecare triunghi, pentru determinarea tuturor coeficienţilor a_{ij}, vor fi necesare k_t condiţii. Acestea vor fi date, de exemplu, de valorile potenţialului în k_t noduri ale triunghiului. Pentru a păstra o anumită simetrie a problemei aceste noduri sînt alese în felul următor:

— $(l_i)_{i=1,2,3}$ vîrfurile triunghiului,

— $n - 1$ noduri pe fiecare latură a triunghiului şi

— $(n - 1)(n - 2)/2$ noduri în interiorul triunghiului.

Valoarea aproximativă a potenţialului în fiecare nod l_m al triunghiului este dată de:

$$u_m(x,y) = \sum_{i=0}^{n} \sum_{j=0}^{i} a_{ij}\, x_m^{i-j}\, y_m^j \quad (m = 1, \ldots, k_t). \tag{2.6}$$

Există aici două grupe de necunoscute u_m, respectiv a_{ij}, legate între ele prin relația (2.6). Cunoașterea primului grup implică aflarea valorii celui de-al doilea. În cele ce urmează se consideră parametri variaționali necunoscutele u_m. Se observă că relația (2.6) poate fi scrisă sub forma :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & x_1^2 & x_1 & y_1 & y_1^2 \cdots \\ \cdot & & & & & & \\ \cdot & & & & & & \\ 1 & x_m & y_m & x_m^2 & x_m & y_m & y_m^2 \cdots \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{00} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{ij} \end{bmatrix} =$$

$$= [A^{-1}]\ [a], \qquad (2.7)$$

de unde :

$$[a] = [A]\ [u], \qquad (2.8)$$

$[A]$ fiind o matrice pătratică $k_t \times k_t$, $[u]$ vectorul potențialelor, iar $[a]$ vectorul coeficienților a_{ij}. Din (2.7) și (2.8) rezultă imediat $u(x, y) = f(x, y, u_1, \ldots, u_m)$.
Din (2.5) și (2.8) deducem :

$$F_K(u) = \iint_K \varepsilon_r \left[\left(\sum_{i=0}^{n} \sum_{j=0}^{i} a_{ij}\,(i-j)\, x^{i-j-1} y^j \right)^2 + \right.$$

$$\left. + \left(\sum_{i=0}^{n} \sum_{j=0}^{i} a_{ij}\, j x^{i-j} y^{j-1} \right)^2 \right] dx\, dy,$$

$$F_K(u) = \sum_{i=0}^{n} \sum_{j=0}^{i} \varepsilon_r\, b_{ij}\, I_{i-j,j},$$

în care : b_{ij} sînt combinații de a_{ij}, iar :

$$I_{i-j,j} = \iint_K x^{i-j}\, y^j\, dx\, dy.$$

Funcționala (2.3) trebuie înțeleasă ca o sumă de funcționale pe fiecare triunghi :

$$F(u) = \sum_K F_K(u), \qquad (2.9)$$

unde, pentru aproximația liniară ($n=1$) :

$$F_K(u) = (a_{10}^2 + a_{11}^2)\ \varepsilon_{r,K}\ D, \qquad (2.10)$$

D fiind aria triunghiului K, iar a_{10} și a_{11} — funcții de potențialele în nodurile $(l_i)_{i=1,2,3}$ ale triunghiului K.

Cum u_i au fost aleși ca parametri variaționali, problema minimizării funcționalei (2.9) conduce la sistemul algebric :

$$\frac{\partial F}{\partial u_i} = \sum_{K \in T_h} \frac{\partial F_K}{\partial u_i} = 0, \quad i = 1, \ldots N, \qquad (2.11)$$

în care N este numărul total de noduri din domeniul Ω, iar :

$$\frac{\partial a_{ij}}{\partial u_m} = \begin{cases} 0 & \text{dacă } m \notin (l_i)_{i=1,\ldots k_l} \\ A(i,m) & \text{dacă } m \in (l_i)_{i=1,\ldots k_l} \end{cases} \qquad (2.12)$$

Trebuie subliniat faptul că pe fiecare triunghi $K \in T_h$ sînt k_t coeficienți a_{ij} și o matrice A. Rezultă, deci, că relațiile (2.12) sînt valabile și vor fi aplicate pentru fiecare triunghi din T_h.

Sistemul (2.11) poate fi scris în formă matriceală ca :

$$[S]\ [u] = [T],$$

unde :

$[S]$ este o matrice simetrică de dimensiune $N \times N$;

$[T]$ — conține informațiile referitoare la valorile cîmpului pe frontiera Dirichlet ;

$S_{i,j}$ — reprezintă suma coeficienților lui u_i, rezultați în urma derivării pe fiecare element al funcționalei în raport cu $u_j (j = 1, \ldots N)$.

Se observă că, dacă K_1 și K_2 sînt două elemente ale triangulației T_h, iar p_1 și p_2 sînt două elemente ale spațiului S, definite pe K_1, respectiv pe K_2, și dacă cele două elemente au fost alese astfel încît să aibă o latură comună $P_i P_j$, atunci egalitatea valorilor funcțiilor p_1 și p_2 în punctele P_i și P_j implică egalitatea pe întreaga latură $P_i P_j$ (rezultatul fiind valabil în cazul în care funcțiile p_1 și p_2 sînt polinoame de gradul 1).

Din punct de vedere matematic problema de bază este aceea a estimării diferenței între $v(x, y)$ și $v_S(x, y)$, adică între soluția exactă și soluția aproximativă a problemei (2.1). Pentru aceasta este prezentată o teoremă a cărei demonstrație poate fi găsită în [5].

Teoremă

Se consideră funcția $\varphi(x, y)$ definită pe un triunghi $\overline{K}$ și avînd derivatele pînă la ordinul 3 mărginite în interiorul lui K :

$$|\partial^i \varphi(x, y)| \leqslant M \qquad |i| = 3.$$

Se presupune, de asemenea, că φ se anulează în vîrfurile triunghiului. Atunci :

$$\left| \frac{\partial \varphi\,(x,y)}{\partial x} \right| \leqslant \frac{2}{\sin \alpha} Mc^2, \quad |\varphi\,(x,y)| \leqslant Mc^3,$$

unde c este cea mai mare latură a triunghiului K, iar α — cel mai mic unghi al său.

De aici rezultă, înlocuind pe v cu $v(x_i, y_i) - v_i$ și ținînd seama de (2.4), că :

$$|v - v_i| \leqslant C \frac{1}{\sin \theta} Mh^2.$$

Teorema de mai sus există și în formă generalizată [2].

Principalele etape ale algoritmului prezentat sînt rezumate în schema-bloc din figura 1.

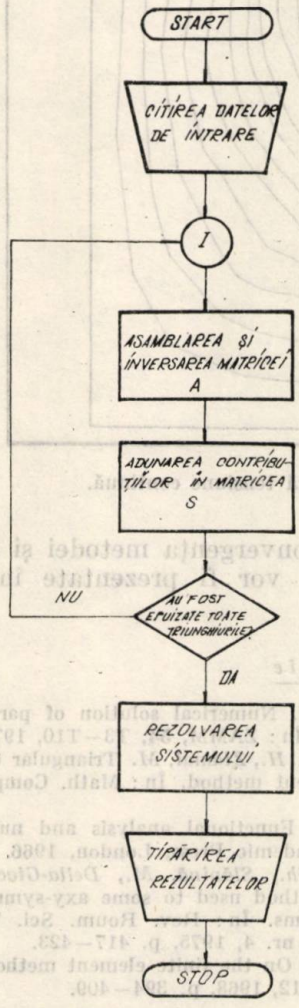


Fig. 1. Schema-bloc a programului de calcul a distribuției de potențial.

3. Programe realizate și aplicații rezolvate

Diversele aplicații au fost rezolvate cu un set de programe descrise deja [4], cu funcționare tandem. Datele de intrare pentru programul de calcul al cîmpului sînt verificate și ordonate de un program special, iar rezultatele sale sînt preluate, la cerere, de programul de trasare a liniilor echipotențiale.

Programul de calcul al distribuției de potențial, avînd la bază metoda descrisă în paragraful anterior și algoritmul rezumat în figura 1, furnizează potențialul în noduri (vîrfurile triunghiurilor). Algoritmul programului de trasare a fost deja prezentat [4]. Reprezentarea grafică a distribuției cîmpului este net superioară reprezentării tabelare. Ea permite o apreciere rapidă, pe ansamblu, a concordanței calculelor cu natura fizică a fenomenului și este foarte accesibilă constructorului de utilaj.

Programul principal de calcul al distribuției de potențial a fost testat pe aplicații plan-paralele, simple, trecîndu-se apoi la aplicații mai complicate din punct de vedere al frontierelor și ca neomogenitate de material. Ca reprezentativă pentru calculul erorii de estimare a valorilor potențialului s-a considerat o aplicație plan-paralelă, avînd ca frontiere două elipse confocale. Cilindrul eliptic interior ($\eta = \eta_1$) s-a presupus a fi sub tensiunea U_0, cel exterior ($\eta = \eta_2$) la pămînt. Soluția analitică dedusă este :

$$u = \frac{\eta - \eta_2}{\eta_1 - \eta_2} U_0,$$

în care : $\eta = \ln (A + \sqrt{A^2 + 1})$, cu :

$$A = \sqrt{\frac{x^2 + y^2 - c^2 \pm \sqrt{(x^2 + y^2 - c^2)^2 + 4c^2 y^2}}{2c^2}},$$

x și y fiind coordonatele carteziene.

O divizare în numai 48 de triunghiuri a fost suficientă pentru ca pe ansamblul domeniului abaterea să fie sub 1%, cu o creștere de pînă la 5% la capătul semiaxei mari a frontierei interioare, durata calculelor fiind sub 1 minut. După cum a rezultat din § 2, precizia poate fi ridicată printr-o triangularizare mai fină, cu o creștere corespunzătoare a duratei calculului.

Dintre aplicațiile tehnice rezolvate se prezintă calculul distribuției de potențial într-o sursă de înaltă tensiune pentru defectoscopie Roentgen (fig. 2). Un transformator T cu izolație degresivă (combinație de condiții Neumann omogene și Dirichlet pe frontiera idealizată $b_1 - b_{12}$) este cufundat într-o cuvă metalică (potențial nul pe frontiera $b_{12} - b_{22}$) cu ulei de transformator ($\varepsilon_r = 2{,}2$). Transformatorul se fixează cu izolatorul I din textolit ($\varepsilon_r = 3{,}6$). Zona vidată $b_{23} - {}_{29}$ ($\varepsilon_r = 1$) semnalează prezența kenotronului.

Aplicația prezentată a fost aleasă ca avînd o pronunțată neomogenitate de material și frontiere mai puțin obișnuite ca formă și distribuție a potențialelor impuse. Ea a fost tratată ca plan-paralelă, ceea ce este acceptabil din punct de vedere al verificării, în fază de proiectare. Spectrul liniilor echipotențiale este corect, liniile fiind ortogonale cu frontiera Neumann și avînd inflexiunile impuse de formele cuvei. Diferențele de permitivitate între ulei și textolit

nefiind atît de mari, iar traseul liniilor de cîmp apropiat de conturul acestei interfeţe, refracţia între aceste două medii este neînsemnată. Gradienţii medii calculaţi prin derivare grafică pe spectrul trasat cu graph-plotter-ul au fost inferiori pragului de apariţie a descărcărilor parţiale în ulei.

Aplicaţiile lucrate pînă în prezent cu acest set de programe ne fac să întrezărim o anumită superioritate a metodei elementelor finite, în raport cu alte metode numerice de rezolvare a cîmpurilor. Comparativ cu metoda diferenţelor finite, cea mai puternică dintre acestea, menţionăm următoarele avantaje capitale:

— nu este afectată de forma domeniului, oricît de complicată ar fi, chiar multiplu conex;

—nu este afectată de forma suprafeţelor de separaţie între materiale cu proprietăţi diferite;

— condiţia Neumann omogenă pe frontieră este naturală;

— odată cu generalizarea formei funcţionalei faţă de operatorul diferenţial, se pot rezolva, cu acelaşi program, distribuţii în procese fizice diferite. Concluziile privind această ultimă afirmaţie, convergenţa metodei şi alte extensii ale metodei vor fi prezentate într-o lucrare viitoare.

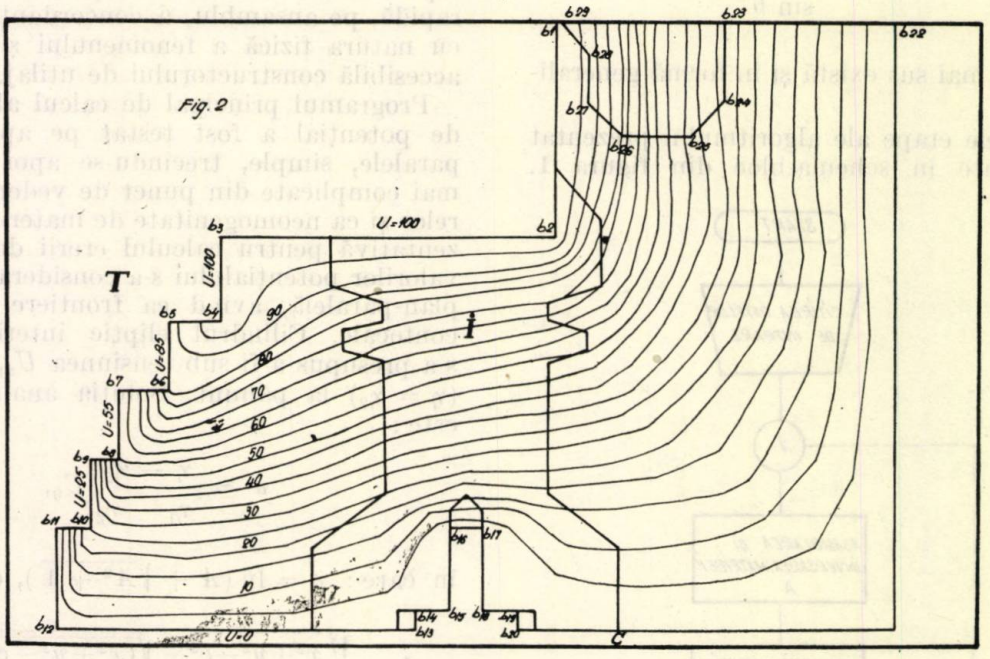


Fig. 2. Spectrul liniilor echipotenţiale într-o sursă de înaltă tensiune continuă.

Bibliografie

[1] *Babuska, J.* Numerical solution of partial differential equations. În: ZAMM, **54**, T3—T10, 1970.

[2] *Bramble, J. H., Zlámal, M.* Triangular elements in the finite element method. În: Math. Comp., **24**, nr. 112, 1970.

[3] *Collatz, L.* Functional analysis and numerical mathematics. Academic Press, London, 1966.

[4] *Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, E.* Finite element method used to some axy-symmetrical insulation problems. În: Rev. Roum. Sci. Tech. — Electr. Energ., **20**, nr. 4, 1975, p. 417—423.

[5] *Zlámal, M.* On the finite element method. În: Numer. Math., nr. 12, 1968, p. 394—409.

Intrat în redacţie la 26.II.1975

CZ 621.396.611.1

CONTACTOR DE IT
CIRCUIT OSCILANT
CONDUCȚIE

Asupra posibilităților de realizare a unui contactor ideal de IT pentru descărcarea unui condensator pe o inductanță neliniară

ANDREI MARINESCU, EMIL GABER* — Craiova

1. Introducere

Pentru a putea studia fenomenele caracteristice descărcării unei capacități pe o inductanță neliniară la tensiuni înalte (fig. 1a) tipul de comutator utilizat este eclatorul comandat de tip trigatron (*EC*). La tensiuni mai mici (1—15 kV) a devenit posibilă, în prezent, utilizarea tiristoarelor (*Th*).

Curentul prin circuit posedă, de obicei, un salt inițial datorat curentului de încărcare a capacității proprii a inductanței urmat de un curent, practic, neglijabil pînă în momentul apariției saturației curentului magnetic (fig. 1b)

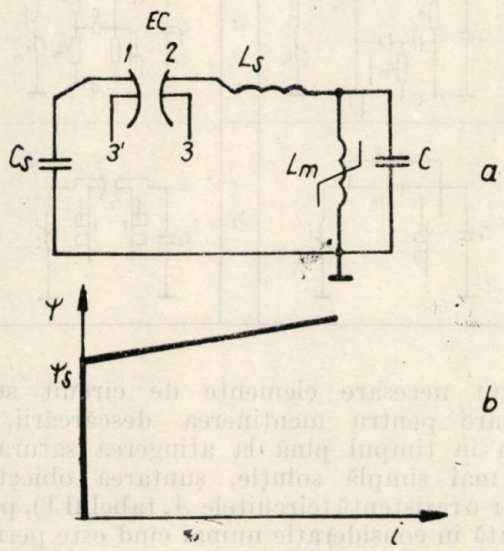


Fig. 1. a, b. Descărcarea unui condensator pe o inductanță neliniară:

a — schema circuitului: C_s — condensator de șoc (acumulator), L_m — inductanța neliniară, L_s — inductanța de scăpări a lui L_m, C — capacitatea proprie a inductanței L_m, *EC* — eclator comandat; *b* — caracteristica de magnetizare idealizată a inductanței neliniare.

După trecerea curentului inițial în canalul de arc rămîne o coloană de gaze fierbinți, puternic ionizate, în care au loc procese de difuzie și recombinare, care determină scăderea conductibilității coloanei de arc în timp și pînă la urmă stingerea arcului [1].

În unele cazuri arcul se stinge imediat după inițiere (fig. 2 a), separînd obiectul (inductanța neliniară) de condensatorul de șoc. Pe oscilogramă se disting oscilațiile proprii ale circuitului L_mC. Înainte ca tensiunea pe obiect să scadă la zero, diferența de potențial între eclatoare devine suficient de mare pentru a se reaprinde arcul. În general, procesul se repetă pînă cînd variația de flux acumulată în circuitul magnetic conduce la saturarea acestuia și, deci, la un puls de curent.

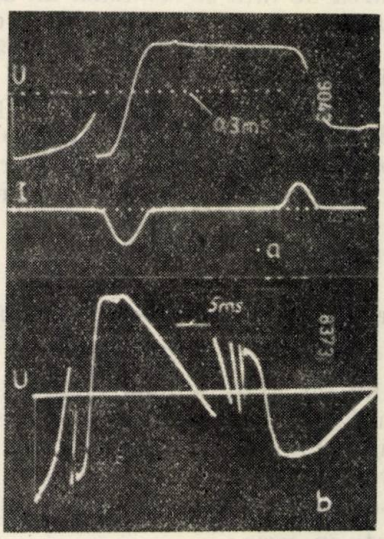


Fig. 2. Oscilograme care demonstrează efectul stingerii arcului electric prin *EC* în timpul încercării la *STC* a unui trnsformator de 400 kVA 10/0,4 kV: *a*) $U_0 = 40$ kV *b*) $U_0 = 20$ kV.

Odată cu inversarea polarității tensiunii pe inductivitate și, deci, cu schimbarea sensului curentului prin eclator, stingerea și reaprinderea repetată devin și mai dese (fig. 2.b).

Este evident că procesele se desfășoară aleatoriu, că stingerea definitivă a arcului poate avea loc în oricare din alternanțele tensiunii și că starea magnetică finală a obiectului nu poate fi controlată. Astfel de fenomene trebuie complet evitate atunci cînd se studiază

* Ing. *A. Marinescu* este șeful Laboratorului de înaltă tensiune, iar ing. *E. Gaber* — cercetător științific la același laborator din cadrul Institutului de cercetări și proiectări „Electroputere" — Craiova.

comportarea circuitului magnetic neliniar, excitat prin descărcarea unei capacităţi. La fel, în cazul încercării izolaţiei la *STC* (supratensiuni de comutaţie) pentru a putea asigura defectoscopia izolaţiei (s-ar putea confunda stingerea şi reaprinderea arcului la eclatorul comandat cu un defect în izolaţia internă a obiectului).

Studiile întreprinse pînă în prezent se ocupă, în special, de amorsarea generatoarelor de impulsuri cu sarcină $R-C$ sau $R-L$ [1, 2, 3], unde problema este asigurarea unei comutaţii rapide a eclatorului comandat, iar la generatorul multietajat asigurarea unei înserieri corecte a etajelor.

Alt caz studiat în literatură se referă la restabilirea rigidităţii dielectrice a intervalului disruptiv pentru a permite funcţionarea la impulsuri repetate [4].

În lucrarea de faţă se studiază un alt aspect al problemei, şi anume condiţiile şi circuitele necesare pentru menţinerea descărcării unei capacităţi pe o inductanţă neliniară pînă la terminarea procesului tranzitoriu (timp de zeci sau sute de ms), folosind în calitate de contactor fie eclatorul comandat clasic, fie circuite cu tiristoare. Se descrie schema unui contactor static cu tiristoare pentru 6 kV cu domeniu larg de funcţionare.

2. Metode de menţinere a conducţiei la circuite oscilante neliniare de înaltă tensiune

În stadiul actual al tehnicii, comparînd avantajele funcţionale cu preţul de cost, se propune folosirea în calitate de contactor a următoarelor dispozitive :

1 — pentru tensiuni pînă la circa 15 kV : tiristoare legate în serie ;
2 — pentru tensiuni peste 15 kV : eclatoare comandate clasice.

Ţinînd seama de analogia formală între un tiristor şi un eclator comandat, din punct de vedere al caracteristicii de comandă şi de menţinere în conducţie [5], se propun următoarele circuite auxiliare :

a — şuntarea inductanţei neliniare printr-o rezistenţă ;
b — şuntarea *Th* sau *EC* printr-un grup *RC* ;
c — prelungirea duratei impulsului de comandă a *Th* sau *EC* printr-un grup *RC*, alimentat de la o sursă separată ;
d — amorsarea repetată a *Th* sau *EC*.

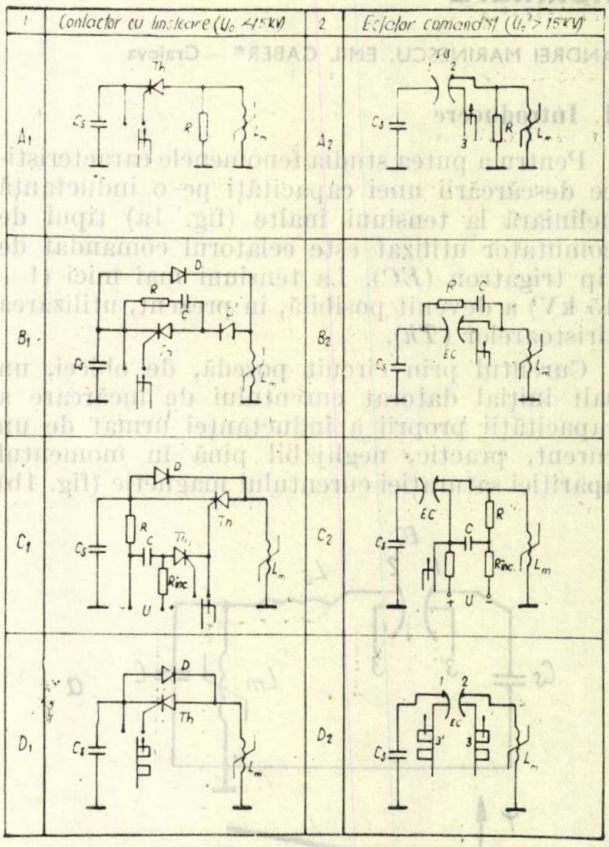
În tabelul 1 se prezintă schemele de principiu corespunzătoare. Contactorul realizat cu tiristoare conţine unul sau mai multe tiristoare legate în serie, în funcţie de tensiunea de lucru.

Pentru menţinerea în conducţie a *Th* sau *EC* după terminarea impulsului de comandă este necesar ca curentul prin acestea să fie mai mare decît curentul de menţinere (I_m).

Dacă după terminarea impulsului de comandă curentul prin contactor nu atinge valoarea I_m, acesta se blochează. Cazul respectiv a fost evidenţiat de oscilogramele din figurile 2 a, b.

De altfel, schema echivalentă din figura 1 a şi caracteristica de magnetizare din figura 1 b permit să se tragă cu uşurinţă concluzia că sînt

Tabelul 1



absolut necesare elemente de circuit suplimentare pentru menţinerea descărcării, cel puţin în timpul pînă la atingerea saturaţiei. Cea mai simplă soluţie, şuntarea obiectului printr-o rezistenţă (circuitele *A*, tabelul 1), poate fi luată în consideraţie numai cînd este permisă amortizarea circuitului (producerea *STC* cu ajutorul transformatoarelor de încercare [6]) şi, deci, căderea mai mult sau mai puţin pronunţată a palierului impulsului.

La ridicarea caracteristicii de magnetizare în impuls metoda nu este avantajoasă, fiindcă se micşorează aria impulsului şi, deci, variaţia de flux magnetic care se poate obţine cu o capacitate dată.

Circuitele *B* nu afectează procesul de studiat. Capacitatea auxiliară *C* se încarcă odată cu condensatorul de şoc C_s, iar după amorsarea *Th* sau *EC* se descarcă prin rezistenţa *R*, realizînd un curent mai mare decît cel de menţinere prin intervalul de descărcare. Schema echiva-

lentă din figura 3 arată că după amorsarea EC curentul rezultat prin contactor este :

$$i_T(t) = i_M(t) + i_L(t) = \frac{U_0}{R} \epsilon^{-\frac{t}{RC}} \pm i_L(t). \quad (1)$$

Constanta de timp RC a circuitului auxiliar trebuie aleasă astfel încît :

$$i_T > I_m, \quad (2)$$

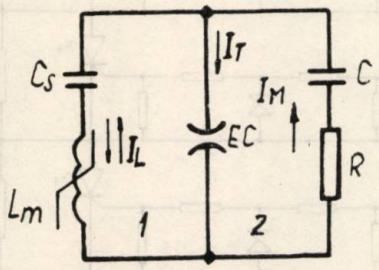


Fig. 3. Curenţii prin eclatorul comandat în cazul schemei B_2.

pe întreaga durată a procesului tranzitoriu de studiat. De remarcat că îndeplinirea acestei condiţii depinde de tensiunea de încărcare U_0 a capacităţii C_s.

De obicei pentru excitarea circuitelor magnetice ale transformatoarelor mari se foloseşte înfăşurarea de joasă tensiune, astfel că este suficient un singur etaj al generatorului de impulsuri (GIT) pentru excitaţie, celelalte fiind utilizate total sau parţial pentru realizarea circuitului de menţinere RC. În general, dintr-un GIT cu n etaje se poate obţine unul cu $n/2$ etaje de formare şi $n/2$ etaje de menţinere a descărcării, înlocuind rezistenţele de spate prin rezistenţe mult mai mari, astfel încît să se asigure menţinerea palierului impulsului de tensiune.

Un exemplu concludent este dat în figura 4, unde prin folosirea unei constante de timp $RC = 50$ ms s-a reuşit menţinerea în conducţie

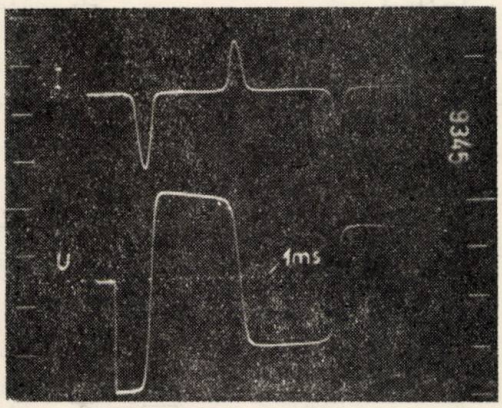


Fig. 4. Efectul folosirii grupului $RC = 50$ ms în schema B_2 la încercarea descrisă prin oscilogramele din figura 2.

a eclatorului comandat pe toată durata procesului studiat. Dacă EC din circuitul B_2 ar fi înlocuit cu un tiristor, în a doua alternanţă a curentului $i_L(t)$ acesta ar circula prin grupul RC descărcînd condensatorul C şi micşorînd astfel durata de menţinere în conducţie a tiristorului Th. De aceea se foloseşte circuitul B_1.

Al doilea impuls de curent $i_L(t)$ (schema B_1 din tab. 1), circulă prin dioda D. Timpul de menţinere în conducţie a tiristorului Th este determinat numai de descărcarea condensatorului C prin R şi Th :

$$i_M = \frac{U_0}{R} \epsilon^{-\frac{t}{RC}}.$$

Dioda D' împiedică circulaţia impulsurilor pare ale curentului $i_L(t)$ prin ramura de circuit care conţine tiristorul.

Circuitele C pot fi denumite, în comparaţie cu circuitele A şi B, circuite cu „comandă lungă", fiindcă asigură menţinerea îndelungată a impulsului de comandă în circuitul de poartă al Th, respectiv, pe electrodul de comandă al EC.

Capacitatea auxiliară C din schema C_2 se încarcă simetric faţă de pămînt prin rezistenţe de valoare mare. Tensiunea de încărcare trebuie să fie mai mică decît tensiunea de străpungere statică între electrodul de comandă şi sfera adiacentă. Constanta de timp RC se alege similară cu cea din schema B_2.

În aceste scheme se asigură independenţa curentului de menţinere de tensiunea de alimentare a circuitului principal.

În sfîrşit, circuitele D permit menţinerea conducţiei dacă frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de comandă este suficient de mare, astfel încît Th şi EC să nu se stingă în intervalul dintre acestea. Pentru fenomenele studiate în această lucrare este necesară o frecvenţă de repetiţie de circa 10 kHz. Un astfel de tren de impulsuri se poate realiza, practic, numai pentru schema D_1 care utilizează Th.

3. Exemplu de contactor static cu tiristoare

Contactorul cu tiristoare din figura 5 este de tipul C_1. Conducţia curentului într-un sens şi în celălalt este asigurată de cele 6 tiristoare, respectiv 6 diode legate de serie. Tensiunea totală U_0 aplicată contactorului înainte de a se da comanda de închidere este uniform repartizată pe tiristoare şi diode de divizorul rezistiv $R_1 \ldots R_6$.

Contactorul este comandat printr-un impuls de curent de comandă pe poarta tiristorului Th_1. Prin intrarea în conducţie a acestuia potenţialul catodului Th_2 scade la zero şi condensatorul C_1, încărcat anterior la tensiunea $U_0/6$, se descarcă prin circuitul format de rezistenţele r_{24}, r_{23}, r_{22}, r_{21}, dioda DZ_2 şi joncţiunea poartă catod a tiristorului Th_2, provocînd intrarea sa în conducţie. În acelaşi mod are loc deschiderea întregului lanţ de tiristoare. Diodele $DZ_2 \ldots DZ_6$ ($U_z = 22$ V) menţin constant curentul de

comandă a tiristoarelor pe toată durata descărcării condensatoarelor $C_1 \ldots C_5$. Curentul de comandă se alege astfel încît să se asigure o comutare cît mai rapidă a tiristorului.

Pentru valorile din figura 5 ale elementelor de circuit se obține o durată de menținere în conducție a contactorului (determinată de condensatoarele $C_1 \ldots\ldots C_5$ și de curentul de comandă al tiristoarelor) de 20 ms pentru $U_0 = 1$ kV și 120 ms pentru $U_0 = 6$ kV. Deoarece, după cum se vede, această durată depinde de tensiunea de încărcare a condensatorului C_s, valorile $C_1 \ldots C_5$ trebuie alese în funcție de durata fenomenului tranzitoriu studiat. Pentru cazul cînd această durată trebuie să fie mai mare, antrenînd valori și gabarite inacceptabil de mari ale condensatoarelor $C_1 \ldots C_5$, se poate folosi schema din figura 6. Condensatoarele $C_1 \ldots C_5$ se încarcă de la o tensiune continuă produsă de un convertor de tensiune cu tranzistoare. Tensiunea de încărcare poate fi aleasă independent de $U_0/6$ (de exemplu, 450 V), ceea ce permite folosirea unor condensatoare electrice de valori mari și gabarite reduse. Pentru $C_1 = C_2 = \ldots\ldots C_5 = 400\ \mu F$ se obține un timp de comandă a tiristoarelor $Th_1 \ldots Th_5$, deci, un timp de menținere în conducție a contactorului de 0,7 s. Funcționarea schemei este asemănătoare celei din figura 5. Cînd Th_1 intră în conducție, condensatorul C_1 se descarcă prin r_{24} pe grupul r_{23}, r_{22}, r_{21}, Dz_2, provocînd deblocarea lui Th_2 prin injectarea unui curent de comandă pe poarta lui Th_2.

Caracteristicile esențiale ale contactoarelor realizate conform schemelor din figurile 5, 6 sînt :

— $U = 1 \ldots 6$ kV,

— $I_{MAX\ impuls} = 220$ A,

— Timp de comutare în conducție (timpul în care tensiunea pe contactor scade de la 90% la 10% din U_0), $\tau_r = 2\mu s$.

— Timpul de menținere în conducție (circuitul din figura 6) = 700 ms.

Contactorul cu tiristoare are un domeniu de funcționare mult mai mare decît un eclator comandat, iar prin folosirea lui se elimină și dispozitivele de reglare mecanică a intervalului disruptiv. Deși timpul de comutare a contactorului cu tiristoare (2 μs) este mai mare decît al unui eclator comandat (10^{-8}), el este totuși utilizabil pentru aplicația descrisă.

4. Circuitul de comandă optică a contactorului

Deoarece, în unele cazuri, contactorul trebuie să lucreze în circuite plasate la potențiale foarte înalte, față de pămînt (sute de kV), este comodă comanda pe cale optică [6]. Schema unui circuit care asigură un curent de comandă pe

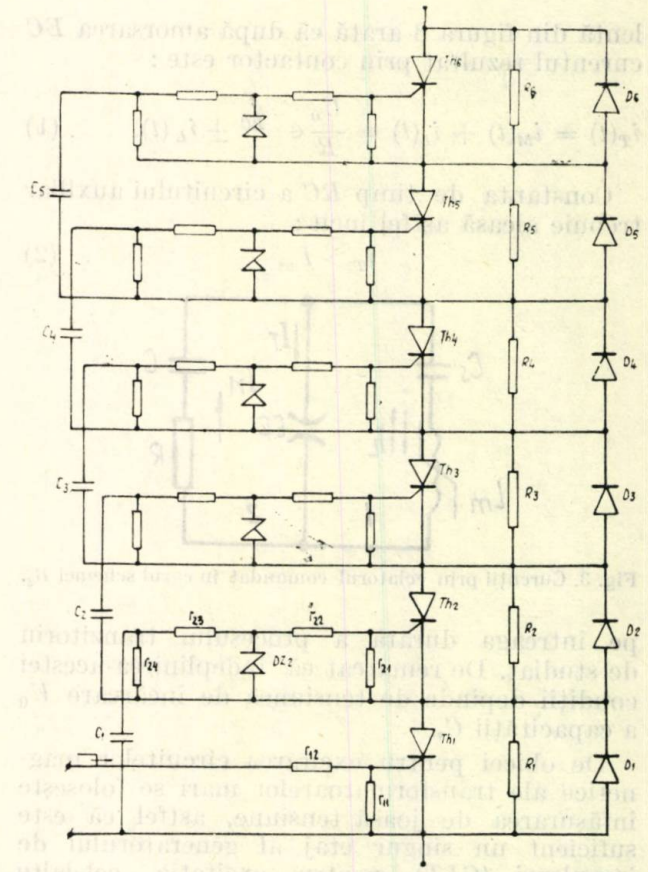


Fig. 5. Schema de principiu a unui contactor static cu tiristoare conform circuitului B_1.

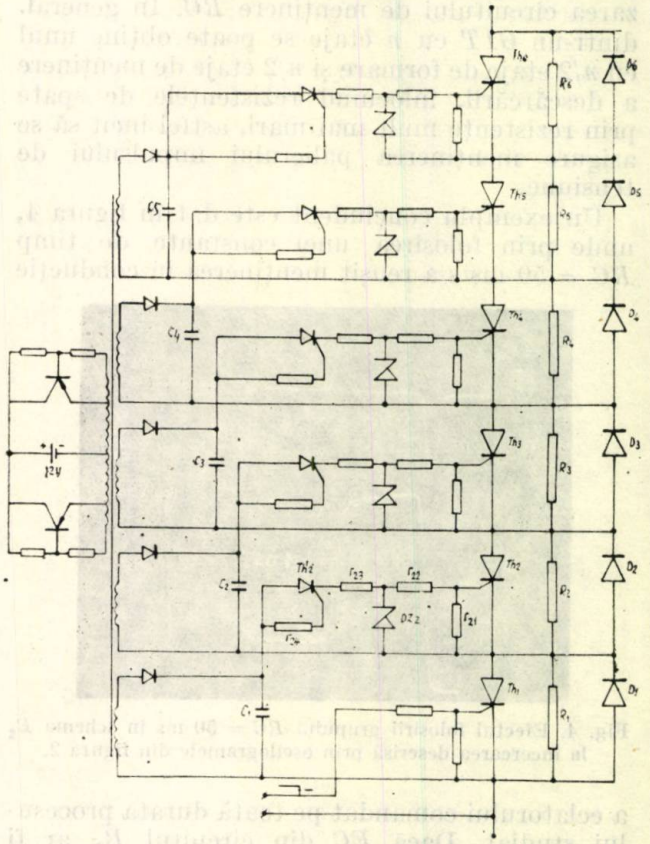


Fig. 6. Schema de principiu a unui contactor static cu timp de menținere în conducție mărit.

poartă a tiristorului Th_1 (fig. 5) este dată în figura 7. Fotodioda DF transformă semnalul luminos într-un semnal electric, care după amplificare comandă tiristorul Th şi deci descărcarea condensatorului C pe joncţiunea poartă catod a tiristorului Th_1.

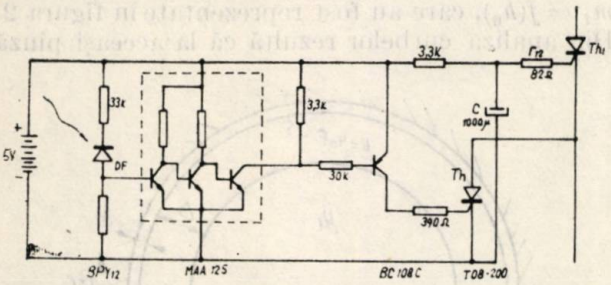


Fig. 7. Circuitul de comandă optică a unui contactor static cu tiristoare plasat la potenţial înalt faţă de pămînt.

Durata descărcării condensatorului C se alege egală cu durata de comandă a tiristoarelor $Th_2 \ldots . Th_5$.

5. Concluzii

S-au prezentat circuitele auxiliare necesare pentru ca un eclator comandat sau un contactor cu tiristoare pentru tensiuni înalte să se comporte ca un contactor ideal, rămînînd în conducţie un timp controlat, cînd prin acesta se descarcă un condesator pe o inductanţă neliniară. Astfel se poate studia, printre altele, comportarea la impulsuri de tensiune şi curent a circuitelor magnetice.

Bibliografie

[1] *Vorobiev, G. A.* ş.a. Tehnika formirovania visokovoltnih nanosekundnih impulsov. Gosatomizdat, 1973.

[2] *Costina, D., Marinescu, A.* Dispozitive de sincronzare pentru instalaţia de impuls de tensiune În: Electrotehnica **13**, nr. 4, 1965.

[3] *Craggs, J. D.* ş.a. High Voltage Laboratory Technique. Butterworths Scientific Publications. London, 1954.

[4] *Komelkov, V. S.* Tehnika bolşih impulsnih tokov i magnitnih polei. Atomizdat, Moscova, 1970.

[5] *Marinescu, A., Gaber, E.* Utilizarea tiristoarelor în circuite de impulsuri specifice tehnicii tensiunilor înalte. A III-a conferinţă a electricienilor, Bucureşti 21—23 septembrie, 1972, secţia II.

[6] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul transformatoarelor de încercare. În: Electrotehnica **23**, nr. 5, 1975.

Intrat în redacţie la 20.V.1975

CZ 621.318.1:621.313.39

MATERIALE MAGNETICE
MOTOR CU HISTEREZIS

Materiale magnetice şi performanţele motorului cu histerezis

LIVIU PALII, NICOLAE GALAN* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Performanţele motorului cu histerezis sînt determinate, în principal, de caracteristicile materialelor magnetice utilizate. Din această cauză progresul în domeniul materialelor magnetice conduce la creşterea performanţelor acestor tipuri de motoare. De remarcat că, în ultima vreme, s-au realizat mari progrese privind materialele magnetice, de unde şi diversificarea lor, precum şi noi domenii de aplicaţii pentru motorul cu histerezis. Optimizarea caracteristicilor de funcţionare devine necesară dat fiind larga utilizare a acestor tipuri de motoare. În lucrare se indică posibilităţi care, în condiţii date, pot conduce la ridicarea randamentului şi al factorului de putere.

2. Influenţa materialelor magnetice asupra performanţelor motorului cu histerezis

O cale de optimizare a caracteristicilor de funcţionare a motorului constă în alegerea judicioasă a materialului magnetic, adică, materialul magnetic trebuie ales funcţie de condiţiile tehnico-economice impuse şi de tipul de motor. În această situaţie se va avea în vedere cuplul electromagnetic, curentul absorbit de motor şi factorul de putere.

Pentru a stabili corelaţii între performanţele motorului cu histerezis şi caracteristicile materialelor magnetice se precizează că ciclul de histerezis real se echivalează cu o elipsă [1], [2], ce poartă şi denumirea de ciclu de histerezis idealizat. În această ipoteză inducţia magnetică şi intensitatea cîmpului magnetic au o variaţie sinusoidală, ceea ce conduce la simplificări importante în studiul analitic al motorului cu histerezis. Aproximarea ciclului de histerezis cu un paralelogram conduce la dificultăţi importante în teoria acestui motor.

Aproximarea ciclului de histerezis cu o elipsă este echivalentă cu introducerea permeabilităţii magnetice complexe $\underline{\mu} = \mu_m e^{-j\gamma}$, $\mu_m = B_m/H_{m1}$, mărimi ce corespund elipsei. În asemenea situaţie materialul magnetic poate fi caracterizat prin tripletul (B_m, μ_m, γ) sau (H_m, μ_m, γ). Pentru

* Ing. *L. Palii* este şef de secţie la întreprinderea „Electromagnetica — Bucureşti, iar dr. ing. *N. Galan* este şef de lucrări la Institutul politehnic — Bucureşti.

a caracteriza materialul magnetic se vor folosi deci mărimile: B_m, $h_0 = \frac{\mu_m}{\mu_0}$ și γ sau: $b_m = B_m/1\ T$, h_0 și γ; s-a introdus inducția magnetică relativă b_m, raportată la inducția de 1 T pentru a se lucra numai cu mărimi relative.

Motorul cu histerezis funcționînd la o tensiune dată, sinusoidală în timp, rezultă că fluxul magnetic are o variație sinusoidală în timp; inducția magnetică B din orice punct al rotorului se poate considera că are o variație sinusoidală. Datorită fenomenului de histerezis intensitatea cîmpului magnetic are o variație nesinusoidală.

Trecerea de la ciclul de histerezis real la ciclul de histerezis idealizat se face în felul următor: se descompune în serie Fourier intensitatea cîmpului magnetic H și se menține aceeași inducție maximă B_m și pentru ciclul idealizat; se calculează $\mu_m = B_m/H_{m1}$, unde: H_{m1} este amplitudinea armonicii 1. Din aceeași descompunere rezultă și unghiul de defazaj γ_1 al armonicii 1 a intensității cîmpului magnetic față de inducția magnetică. Ciclul de histerezis idealizat trece prin punctele $(-H_c, 0)$ și $(-H_c, 0)$, unde H_c este cîmpul coercitiv al ciclului de histerezis real; suprafața ciclului de histerezis real este egală cu suprafața ciclului de histerezis idealizat. Rezultă că inducția remanentă a ciclului de histerezis idealizat este mai mică decît inducția remanentă a ciclului de histerezis real [1], [2].

Cu o precizie suficient de bună, dar mult mai operativ, μ_m și γ se poate calcula ca în lucrările [4, 5].

Din ciclul de histerezis idealizat rezultă:

$$\sin \gamma = B_r/B_m = H_c/H_m. \qquad (1)$$

Performanțele motorului sînt cu atît mai ridicate cu cît $\sin \gamma$ este mai mare (ideal $\sin \gamma = 1$), deci cu cît unghiul de histerezis γ este mai apropiat de 90° și aceasta pentru orice tip de motor, adică H_c să fie cît mai apropiat ca valoare de H_m (similar pentru inducția B); ciclul de histerezis trebuie să se apropie cît mai mult de un dreptunghi.

Mai puțin este studiată dependența performanțelor motorului cu histerezis funcție de permeabilitatea magnetică μ_m, respectiv de h_0. În figura 1 este prezentată schița motorului cu histerezis, indicîndu-se caracteristicile materialelor fiecărei zone și cele ale dimensiunilor geometrice.

Cu notațiile indicate, expresia cuplului electromagnetic relativ, pentru motorul cu cîmp radial ($\mu_1 = \infty$), [5], se poate pune sub forma:

$$m_I = Re\left\{\frac{j\,\underline{h}_0 \operatorname{th}(p \ln \varepsilon_1)}{|\operatorname{th}(p \ln \varepsilon_1) + \underline{h}_0\,\delta''|^2}\right\}, \qquad (2)$$

unde:

$$\varepsilon_1 = a_2/a_1; \quad \delta'' = p\frac{\delta'}{a_2}; \quad \delta' = k_c\,\delta.$$

Pe baza acestei relații s-au trasat curbele $m_I = f(h_0)$, care au fost reprezentate în figura 2. Din analiza curbelor rezultă că la aceeași pînză

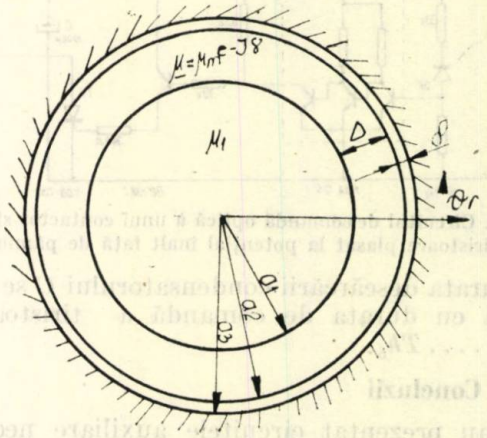


Fig. 1. Schița motorului cu histerezis.

de curent, prin urmare, la același curent absorbit de motor, se obține un cuplu mult mai mare la valori mici ale permeabilității magnetice μ_m ($h_0 = 30$), în raport cu valorile obținute la permeabilitatea μ_m mare ($h_0 = 100$). Cuplul electromagnetic crește sensibil odată cu descreșterea lui h_0. Reiese că, pentru motorul cu

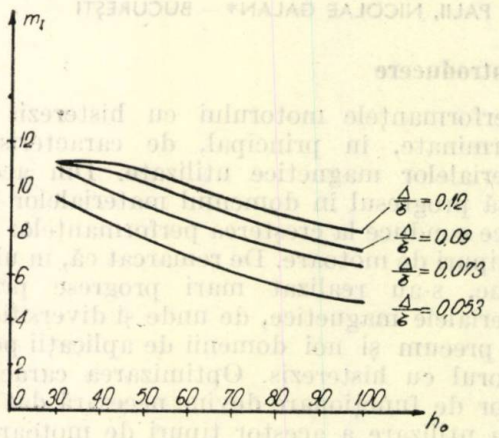


Fig. 2. Curbele $m_I = f(h_0)$, pentru $\gamma = 30°$; $p = 1$; $\delta'' = 0{,}01$.

cîmp radial $h_0 \leqslant 40$. Acest rezultat este în concordanță cu teoria transmisiei puterii electromagnetice prin întrefierul mașinii electrice. Se știe că puterea electromagnetică, transmisă prin întrefierul mașinii electrice, este proporțională cu produsul dintre componenta radială a inducției magnetice din întrefier și componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic din întrefier. Prin utilizarea unui material cu o permeabilitate magnetică relativă h_0 cores-

punzătoare se realizează, între cele două componente, un raport optim din punct de vedere al transmisiei energiei. Curbele $m_I = f(\varepsilon_1)$ prezintă un maxim pentru $h_0 \leqslant 40$, care se deplasează spre valori mici ale raportului odată cu scăderea parametrului h_0, [5]. Acest fapt prezintă importanţă prin aceea că la $h_0 \leqslant 40$ grosimea zonei active este mai mică şi, deci, se face economie de material pentru o aceeaşi valoare a cuplului. Un astfel de rezultat se obţine şi în cazul în care cuplul electromagnetic se calculează la inducţie dată în întrefier [5], în care caz cuplul electromagnetic relativ capătă forma :

$$m_\delta = \frac{\text{th}(p \ln \varepsilon_1) \sin \gamma}{h_0}, \qquad (3)$$

care, într-o formă simplă pune în evidenţă cele stabilite mai sus.

Prin urmare, la acest motor sînt convenabile acele materiale care funcţionează la o inducţie maximă $b_m = 0{,}4 \ldots 0{,}8$ şi la un cîmp coercitiv relativ mare $H_c \geqslant 300$ A/cm. Materialul nu poate funcţiona la o inducţie b_m mai mică, deoarece în întrefier se impune o anumită valoare a inducţiei, pentru o bună utilizare a materialelor statorice.

Pe baza schemei echivalente [5] se poate calcula curentul relativ absorbit de motor I/I_0 şi factorul de putere cos φ, în funcţie de h_0 :

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R_1 + R_w\,(\underline{Z}_h + j X_{\sigma 1})/(R_w + j X_{\sigma 1} + \underline{Z}_h)}, \qquad (4)$$

unde :

$$I_0 = \frac{U}{X_{\sigma 1}}; \quad \underline{Z}_h = Z_0 j \, \underline{h}_0 / p[\text{th}\,(p \ln \varepsilon_1) + \underline{h}_0 \delta'']$$

$$Z_0 = \frac{6}{\pi} L(wk_w)^2 \omega \mu_0.$$

Pe baza acestor relaţii în figura 3 s-au trasat curbele curentului absorbit şi ale factorului de putere. Se constată că valoarea curentului creşte relativ puţin odată cu scăderea lui h_0; aceasta pentru grosimi ale zonei active mici $\frac{\Delta}{\tau} \leqslant 0{,}06$. Curentul creşte sensibil doar la grosimi mari ale zonei active, grosimi care nu sînt uzuale. De remarcat că în condiţiile precizate factorul de putere creşte sensibil (fig. 3). Prin urmare, materialele indicate conduc la îmbunătăţirea performanţelor motorului cu histerezis.

Pentru motorul cu cîmp tangenţial expresia cuplului electromagnetic se prezintă sub forma :

$$m_I = Re\left[j \frac{\underline{h}_0 \,\text{th}(p \ln \varepsilon_1) + 1}{|\,\delta'' \underline{h}_0 \,\text{th}(p \ln \varepsilon_1) + 1\,|^2} \right], \qquad (5)$$

iar impedanţa Z_h va fi :

$$\underline{Z} = Z_0 j \,[h_0 \,\text{th}(p \ln \varepsilon_1) + 1]/p\,[h_0 \,\delta'' \,\text{th}(p \ln \varepsilon_1) + 1]. \qquad (6)$$

În mod similar se trasează curbele $m_I = f(h_0)$ şi $I/I_0 = f(h_0)$, pentru $\delta'' = \text{ct}$ şi $\frac{\Delta}{\tau} = \text{ct}$ (fig. 4).

Analizînd aceste curbe rezultă o creştere sensibilă a cuplului electromagnetic odată cu

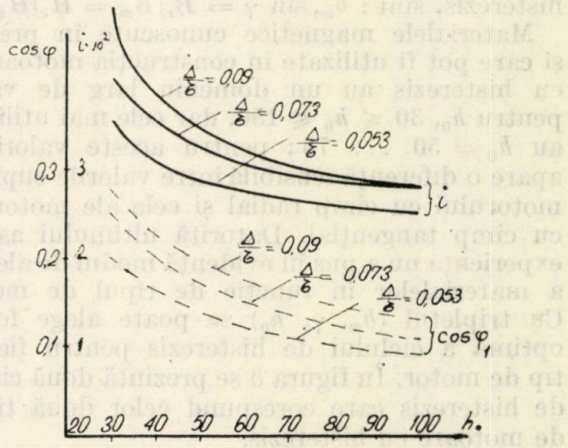


Fig. 3. Curentul absorbit şi factorul de putere, funcţie de h_0, pentru $\gamma = 30°$; $p = 1$; $\delta'' = 0{,}01$; $Z_0/X_{\sigma 1} = 0{,}5$; $R_1/X_{\sigma 1} = 1$; $R_w/X \gg 1$;—— curbele $i = I/I_0 = f(h_0)$; ..... curbele $\cos \varphi_1 = f(h_0)$.

creşterea permeabilităţii magnetice relative h_0, adică se obţin valori mari ale cuplului dacă $h_0 = 100$.

În figura 4 s-au trasat şi curbele curentului absorbit de motor, de unde rezultă că odată cu

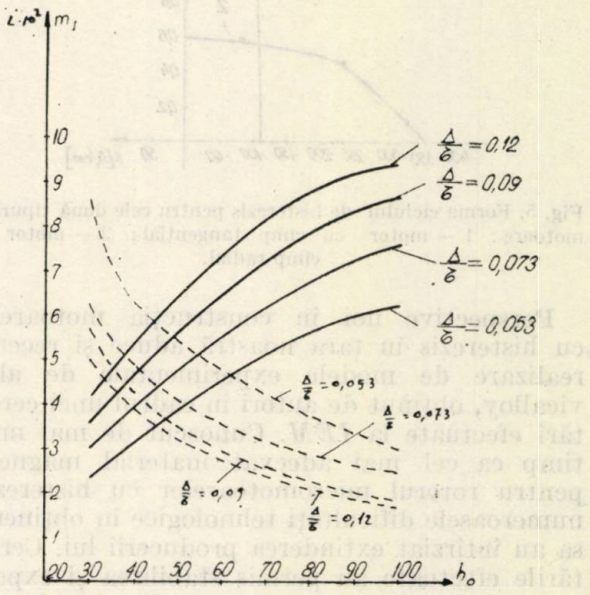


Fig. 4. —— Curbele $m_I = f(h_0)$, pentru $\gamma = 30°$; $h_1 = h_0$; $p = 1$; $\delta'' = 0{,}01$; ..... curbele $i = f(h_0)$, pentru $\gamma = 30°$; $h_1 = h_0$; $\delta'' = 0{,}01$; $p = 1$; $Z_0/X_{\sigma 1} = 2$; $R_1/X_{\sigma 1} = 1$; $R_w/X_{\sigma 1} \gg 1$.

creşterea lui h_0 curentul absorbit de motor scade. Explicaţia este similară celei de la motorul cu cîmp radial. Prin urmare, la acest motor sînt convenabile acele materiale care pot funcţiona la o inducţie maximă $b_m \geqslant 1$ şi la un cîmp coercitiv relativ mic. De la $h_0 = 30$ la $h_0 = 100$ cuplul are o creştere de aproximativ 50% şi aceasta la aceleaşi dimensiuni şi la aceeaşi pînză de curent.

Din cele de mai sus rezultă că mărimile care pot caracteriza materialele magnetice, din punct de vedere al proiectării motorului cu histerezis, sînt : b_m, sin $\gamma = B_r/B_m = H_c/H_m$, h_0.

Materialele magnetice cunoscute în prezent şi care pot fi utilizate în construcţia motoarelor cu histerezis au un domeniu larg de valori pentru h_0, $30 \leqslant h_0 \leqslant 150$, dar cele mai utilizate au $h_0 = 50 \ldots 75$; pentru aceste valori nu apare o diferenţă sensibilă între valorile cuplului motorului cu cîmp radial şi cele ale motorului cu cîmp tangenţial. Datorită ultimului aspect experienţa nu a pus în evidenţă modul de alegere a materialelor în funcţie de tipul de motor. Cu tripletul (b_m, γ, h_0) se poate alege forma optimă a ciclului de histerezis pentru fiecare tip de motor. În figura 5 se prezintă două cicluri de histerezis care corespund celor două tipuri de motoare cu histerezis.

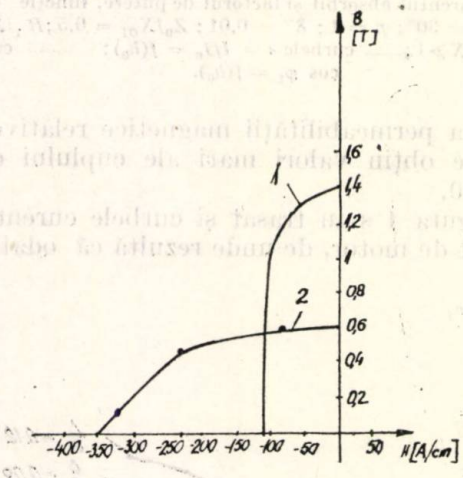


Fig. 5. Forma ciclului de histerezis pentru cele două tipuri de motoare : 1 — motor cu cîmp tangenţial ; 2 — motor cu cîmp radial.

Perspective noi în construcţia motoarelor cu histerezis în ţara noastră aduce şi recenta realizare de modele experimentale de aliaj vicalloy, obţinut de autori în cadrul unei cercetări efectuate la *IEM*. Cunoscut de mai mult timp ca cel mai adecvat material magnetic pentru rotorul micromotoarelor cu histerezis, numeroasele dificultăţi tehnologice în obţinerea sa au întîrziat extinderea producerii lui. Cercetările efectuate au permis stabilirea şi experimentarea fazelor tehnologice, principalii factori determinanţi ai proprietăţilor magnetice şi obţinerea efectivă a benzilor de vicalloy, în grosime de 0,30 mm, cu care au fost echipate un număr de micromotoare de construcţie străină. Proprietăţile magnetice intrinsece ale materialului, măsurate pe pachete de benzi de dimensiuni adecvate pentru permeametru, au evidenţiat curba de demagnetizare din figura 6, din

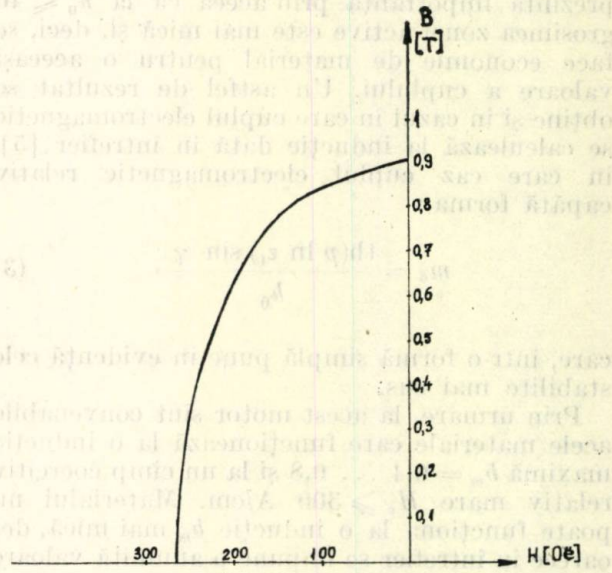


Fig. 6. Curba de demagnetizare a materialului vicalloy realizat experimental.

care se remarcă următoarele valori : $B_r = 0{,}9$ T ; $H_c = 260$ oe, $(BH)_{max} \geqslant 1{,}2$ mg$_s$oe. Proprietăţile magnetice depind de o serie de factori tehnologici, însă modificările esenţiale ale lor pot fi formulate astfel : gradul de deformare plastică, în stare călită, este determinant pentru rectangularitatea curbei, grade de deformare optime fiind de 94 — 98% ; temperatura şi durata tratamentului termic de revenire sînt esenţiale pentru valoarea cîmpului coercitiv, a cărui creştere trebuie corelată cu scăderea rezonabilă a inducţiei remanente, care se realizează în acelaşi proces.

Acest ultim tratament termic determină, în mare măsură, şi proprietăţile mecanice, în special, elasticitatea materialului necesară la montaj. Cercetările efectuate au mers pe variante de vicalloy cu 13% V, 52% Co şi restul fier ; în scopul îmbunătăţirii proprietăţilor magnetice şi al obţinerii unor facilităţi tehnologice sînt în curs de experimentare aliaje, în care conţinutul de vanadiu este parţial înlocuit cu crom. De precizat că, primele motoare cu histerezis de tip radial trifazate [6] realizate experimental la noi, au fost echipate cu rotoare din aliaj crom-oţel.

Rezultatele obţinute demonstrează că realizarea în ţara noastră a motoarelor cu histerezis este posibilă, ceea ce ar duce la importante economii valutare.

3. Concluzii

S-a prezentat dependența performanțelor motorului cu histerezis de caracteristicile materialelor magnetice, studiindu-se variația cuplului electromagnetic, a curentului absorbit și a factorului de putere funcție de aceste caracteristici, pentru fiecare tip de motor. Se evidențiază faptul că trei mărimi pot caracteriza materialul din punctul de vedere al proiectării motoarelor cu histerezis : b_m, γ, h_0. Se prezintă caracteristicile materialului vicalloy realizat de autori la IEM.

Bibliografie

[1] *Miyairi, S., Kataoka, T.* A basic equivalent circui of the hysteresis motor. În: JIEE Japan **85**, 1965, p. 1740.

[2] *Miyairi, S., Kataoka, T.* Analysis of hysteresis motors considering eddy-curent dffect. În: JIEE Japan **85**, 1966, p. 1450.

[3] *Palii, L., Galan, N.* Materiale magnetice și influența lor asupra parametrilor motorului cu histerezis. În : E.E.A. — Electrotehnica, nr. 9—10, 1974, p. 338—344.

[4] *Mastiaev, N. Z., Orlov, I. I.* Ghisterezisnîe elektrodvigateli. Moscova, Institutul de Energetică Lenin, 1963.

[5] *Galan, N.* Motorul electric cu histerezis. București, Ed. tehnică, 1974.

[6] *Comănescu, N.* Proiect de diplomă. Institutul politehnic-București, facultatea de electrotehnică, 1968.

[7] *Galan, N.* Determinarea caracteristicilor de funcționare la motoarele electrice cu histerezis pe baza modelului idealizat. În : St. cerc. energ. electr., tom **24**, nr. 1, 1974, p. 155—177.

Intrat în redacție la 1. III. 1975

CZ 621.3.024.2

PUNTE REDRESOARE TRIFAZATĂ
ONDULAȚIA CURENTULUI

Calculul ondulației curentului de sarcină la puntea redresoare trifazată semicontrolată

NICOLAE LUDU* — BUCUREȘTI

1 Introducere

În marea majoritate a aplicațiilor care nu necesită funcționare în regim de invertor, puntea trifazată semicontrolată este preferată punții cu șase elemente controlabile. În ciuda ondulației mai pronunțate a tensiunii redresate, cauzată de prezența armonicii a treia, puntea semicontrolată prezintă avantaje importante. Faptul că sînt necesare doar trei tiristoare și trei diode în loc de șase tiristoare, face mult mai ieftină nu numai partea de forță a redresorului, ci și partea de comandă, fiind suficiente doar trei dispozitive de comandă pentru amorsarea tiristoarelor. Mai mult decît atît, dacă unghiul de control de fază este relativ mic (sub 120 grade), pentru comanda celor trei tiristoare este suficient un singur etaj cu un tranzistor unijoncțiune montat ca oscilator de relaxare, alimentat și sincronizat de la tensiunile de blocare în direct ale tiristoarelor [1]. De asemenea, puntea semicontrolată nu necesită precauții speciale la pornire ca în cazul punții complet controlate (cu 6 n tiristoare), la care amorsarea tiristoarelor trebuie făcută cu impulsuri duble sau late.

* Ing. *N. Ludu* este asistent la Catedra de măsuri și aparate electrice din I.P.B.

În multe aplicații practice, ca de exemplu la alimentarea motoarelor de curent continuu, trebuie cunoscută ondulația curentului de sarcină și la nevoie să se calculeze ce inductanță de netezire trebuie înseriată, încît ondulația să nu depășească o anumită limită.

2. Metoda pentru calculul ondulației curentului

Se definește ondulația O_c a curentului de sarcină ca fiind :

$$O_c = \frac{\frac{i_{d\,max} - i_{d\,min}}{2}}{\bar{I}_{dn}}, \qquad (1)$$

în care : $i_{d\,max}$, $i_{d\,min}$ sînt valorile maximă, respectiv minimă ale curentului instantaneu i_d de sarcină (fig. 1 d), iar $\bar{I}_{dn}$ — curentul nominal al mutatorului (sau al motorului) ca valoare medie.

În conformitate cu figura 1 a tensiunea redresată instantanee u_d cade pe rezistența R și inductanța L a circuitului de sarcină :

$$u_d = u_R + u_L = Ri_d + L\frac{di_d}{dt}. \qquad (2)$$

Dată fiind dependența cu timpul, relativ complicată, a tensiunii redresate u_d este dificil să se obțină ondulația curentului de sarcină i_d integrînd relația (2). Calculul se simplifică mult dacă se presupune că u_R nu fluctuează :

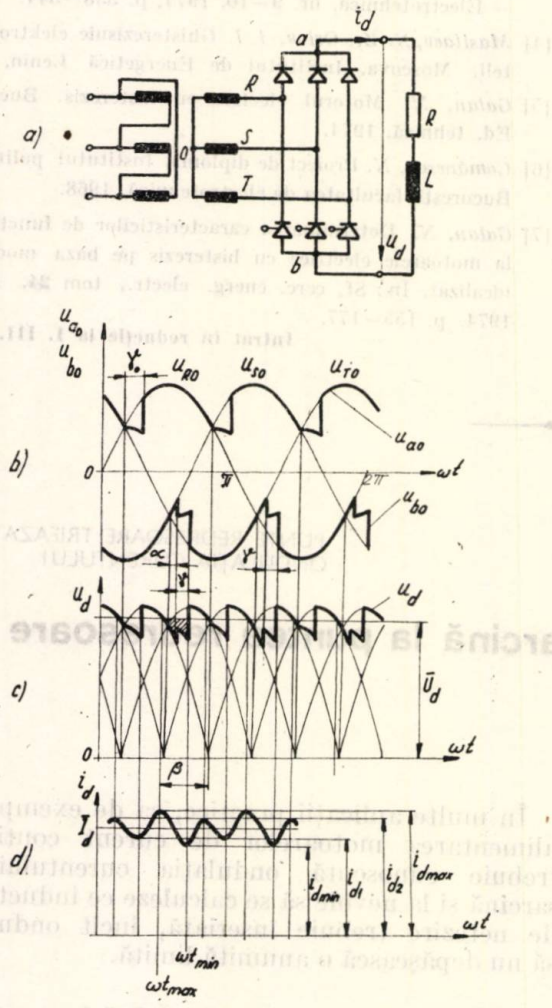


Fig. 1. Modul I de funcționare :
a — schema electrică ; *b* — tensiunile la bornele punții ; *c* — tensiunea redresată instantanee u_d ; *d* — alura variației cu timpul a curentului i_d.

$$u_R \cong \bar{U}_d, \tag{3}$$

unde : $\bar{U}_d$ este valoarea medie a tensiunii redresate instantanee u_d. În realitate u_R urmărește fluctuațiile curentului i_d, dar la scara tensiunilor, fluctuațiile tensiunii u_R se pot considera mici în raport cu valoarea medie a lui u_R, care este tocmai $\bar{U}_d$.

În ipoteza (3) rezultă din (2) că tensiunea de ondulație $(u_d - \bar{U}_d)$ cade în întregime pe inductanța L :

$$u_d - \bar{U}_d = L\frac{di_d}{dt} = u_L. \tag{4}$$

Integrînd relația (4), obținem (fig. 1c) :

$$L(i_{d\,max} - i_{d\,min}) = \int_{t_{max}}^{t_{min}} u_L\, dt, \tag{5}$$

unde :

t_{max} este momentul la care are loc maximul absolut al curentului $i_{d\,max}$;

$t_{d\,min}$ — momentul corepunzător minimului absolut al curentului, $i_{d\,min}$;

$$\omega t_{max} = \frac{5\pi}{6} - \beta\,; \quad \omega t_{min} = \frac{\pi}{2} + \alpha + \beta, \tag{6}$$

unghiul auxiliar β fiind definit la punctul 3.

Membrul doi al relației (5) corespunde ariei hașurate în figura 1c. Din relațiile (5) și (1) rezultă :

$$O_c = \frac{1}{2\bar{I}_{dn}L}\int_{t_{max}}^{t_{min}} u_L dt. \tag{7}$$

Deci, pentru un mutator dat se poate calcula ondulația curentului dacă se cunoaște inductivitatea L a circuitului de sarcină și integrala de timp a tensiunii de ondulație :

$$\int u_L dt = \int (u_d - \bar{U}_d)\, dt.$$

Este de remarcat că se putea calcula ondulația curentului și integrînd în intervalul de creștere a curentului de la valoarea minimă la cea maximă, lucru mai complicat din cauza valorilor extreme relative i_{d1}, respectiv i_{d2} (fig. 1d),

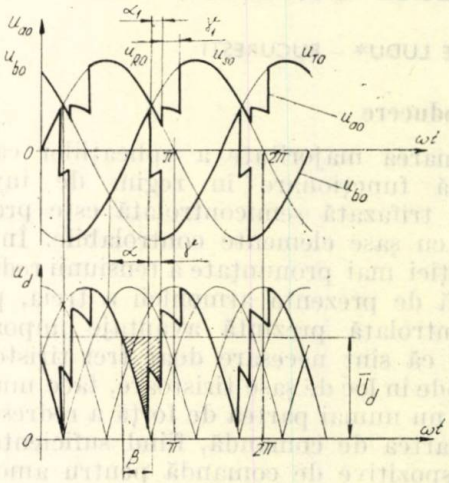


Fig. 2. Modul II de funcționare.

care apar la unghiul α de control de fază ales. Trebuie, de asemenea, remarcat că relația (7) nu mai este valabilă în cazul regimului de curent întrerupt al mutatorului.

3. Calculul integralei de timp a tensiunii de ondulație

Notăm :

$$A = \frac{\int_{t_{max}}^{t_{min}} u_L dt}{U_{d0}}, \tag{8}$$

unde : $\overline{U}_{d0}$ este tensiunea redresată în gol. Vom presupune o cădere reactivă de tensiune moderată :

$$\frac{\overline{U}_\gamma}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1 - \cos\gamma_0}{2} = 0{,}06. \qquad (9)$$

Pentru această cădere reactivă de tensiune la diferite valori ale unghiului de control de fază α există patru moduri de funcţionare, în care relaţiile pentru calculul integralei de timp a tensiunii de ondulaţie raportate A diferă.

3.1. Modul I de funcţionare (fig. 1). Limita superioară a unghiului de control de fază α este dată de relaţia $\alpha + \gamma = \frac{\pi}{3}$. Sumînd tensiunile celor două grupuri de comutaţie a punţii, se obţine expresia tensiunii medii redresate :

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1 + \cos\gamma_0 + \cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{4}. \qquad (10)$$

Deoarece căderea reactivă de tensiune rămîne proporţională cu curentul redresat rezultă :

$$1 - \cos\gamma_0 = \cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma), \qquad (11)$$

încît relaţia (10) devine :

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\cos\alpha + \cos\gamma_0}{2}. \qquad (12)$$

Introducem unghiul auxiliar β definit astfel (fig. 1c) :

$$\overline{U}_d = \hat{U}\sin\beta, \qquad (13)$$

$\hat{U}$ fiind valoarea de vîrf a tensiunii de linie de alimentare a punţii. Dar $\hat{U}/\overline{U}_{d0} = \pi/3$, încît din cele două relaţii anterioare rezultă :

$$\sin\beta = \frac{3}{2\pi}(\cos\alpha + \cos\gamma_0). \qquad (14)$$

Calculăm integrala de timp a tensiunii de ondulaţie corespunzătoare ariei haşurate în figura 1c.

$$\int_{t_{max}}^{t_{min}} u_L dt = \frac{\overline{U}d}{\omega}\left[\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma - \left(\frac{5}{6} - \beta\right)\right] -$$

$$- \frac{1}{\omega}\int_{5\pi/6-\beta}^{\pi/2+\alpha} \hat{U}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t -$$

$$- \frac{1}{\omega}\int_{\pi/2+\alpha}^{\pi/2+\alpha+\gamma} \frac{1}{\sqrt{3}}\left(\hat{U} + \frac{1}{2}\hat{U}\right)\sin\omega t d\omega t, \qquad (14\text{ bis})$$

de unde, împărţind prin $\overline{U}_{d0}$ şi folosind relaţia (12), obţinem :

$$A = \frac{(\cos\alpha + \cos\gamma_0)\left(\alpha + \beta + \gamma - \frac{\pi}{3}\right)}{2} +$$

$$+ \frac{\pi}{6\omega}[2\cos\beta - \cos\alpha - \sqrt{3}\sin(\alpha + \gamma)]. \qquad (15)$$

Calculul numeric al integralei de timp a tensiunii de ondulaţie raportată A s-a efectuat folosind şi relaţiile (9), (11), (12), (14), rezultatul fiind reprezentat grafic în figura 5.

3.2. Modul II de funcţionare (fig. 2.). Domeniul unghiului de control de fază este $51°40' < \alpha < 60°$. Unghiul $\alpha = 51°40'$ care este limita superioară a modului I de funcţionare rezultă din relaţiile (9) şi (11), impunînd $\alpha + \gamma = \pi/3$. În modul II de funcţionare este caracteristic faptul că apare unghiul α_1 de întîrziere a comutaţiei la ventilele necontrolate :

$$\alpha_1 = \alpha + \gamma - \frac{\pi}{3}; \qquad (16)$$

De aceea tensiunea redresată medie are expresia :

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{\cos\alpha_1 + \cos(\alpha_1 + \gamma_1) + \cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{4}. \qquad (17)$$

Unghiul auxiliar β se calculează cu relaţia :

$$\sin\beta = \frac{3}{4\pi}[\cos\alpha_1 + \cos(\alpha_1 + \gamma_1) +$$

$$+ \cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)], \qquad (18)$$

care rezultă din relaţiile (13) şi (17).

În acest mod de funcţionare variaţia maximă a curentului de sarcină ($i_{d\,max} - i_{d\,min}$) este dată de absorbirea de către inductivitatea L a unei integrale tensiune-timp corespunzătoare ariei haşurate în figura 2 ; folosind relaţiile (17) şi (14 bis), rezultă :

$$A = \frac{[\cos\alpha_1 + \cos(\alpha_1 + \gamma_1) + \cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)]\left(\alpha + \beta + \gamma - \frac{\pi}{3}\right)}{4\omega} + \frac{\pi}{6\omega}[2\cos\beta - \cos\alpha - \sqrt{3}\sin(\alpha + \gamma)]. \qquad (19)$$

Deoarece în acest mod de funcţionare căderea de tensiune reactivă rămîne proporţională cu curentul de sarcină, se poate scrie :

$$1 - \cos\gamma_0 = \cos\alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \gamma_1) =$$

$$= \cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma). \qquad (20)$$

Cu ajutorul relaţiilor (16), (17), (18), (19) şi (20) s-a completat graficul din figura 5.

3.3. Modul III de funcţionare (fig. 3.). Domeniul unghiului de control de fază este :

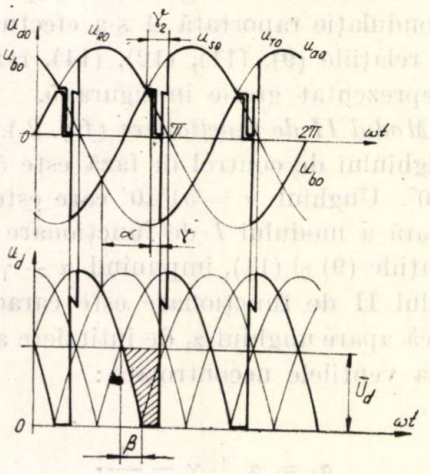


Fig. 3. Modul III de funcţionare.

$$\frac{\pi}{3} \leqslant \alpha \leqslant \frac{\pi}{3} + \gamma_0.$$

Integrînd pe o perioadă, obţinem tensiunea redresată medie :

$$\bar{U}_d = \frac{3}{2\pi}\int_{\pi/2+\alpha+\gamma}^{5\pi/6+\gamma_2} \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{U}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t +$$

$$+ \frac{3}{2\pi}\int_{5\pi/6+\gamma_2}^{3\pi/2} \hat{U}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) d\omega t.$$

Împărţind cu tensiunea redresată în gol şi integrînd :

$$\frac{\bar{U}_d}{\bar{U}_{d0}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{4}\cos\gamma_2 + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}\right). \qquad (21)$$

Unghiul auxiliar β rezultă din relaţia :

$$\sin\beta = \frac{3}{\pi}\frac{\bar{U}_d}{\bar{U}_{d0}} = \frac{3}{\pi}\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{4}\cos\gamma_2 + \right.$$

$$\left. + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}\right)\right]. \qquad (22)$$

Integrala de timp a tensiunii de ondulaţie corespunzătoare ariei haşurate în figura 2, este :

$$\int u_L\, dt = \frac{\bar{U}_d}{\omega}\left[\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma - \left(\frac{5\pi}{6} - \beta\right)\right] -$$

$$- \frac{1}{\omega}\int_{5\pi/6-\beta}^{5\pi/6} \hat{U}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t,$$

de unde :

$$A = \frac{1}{\omega}\left[\frac{\bar{U}_d}{\bar{U}_{d0}}\left(\alpha + \beta + \gamma - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\pi}{3}(1 - \cos\beta)\right]. \qquad (23)$$

În acest mod de funcţionare comutaţiile individuale ale celor două grupuri de comutaţie ce compun puntea se suprapun, funcţionarea fiind, deci, neregulată [4], iar căderea reactivă de tensiune nu mai este proporţională cu curentul de sarcină. Neglijînd însă rezistenţa buclei de comutaţie, se pot deduce [2] din expresiile curenţilor prin braţele punţii următoarele două relaţii pentru calculul unghiurilor γ_2 şi γ :

$$\frac{\bar{I}_d X_c \sqrt{3}}{\hat{U}} = \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}\right), \qquad (24)$$

$$\frac{\bar{I}_d X_c \sqrt{3}}{\hat{U}} = \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2}\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) +$$

$$+ \frac{1}{2}\cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\gamma_2, \qquad (25)$$

unde : $X_c = \omega L_c$ este reactanţa buclei de comutaţie, iar $\bar{I}_d$ este curentul mediu redresat. Folosind însă relaţia (3) sub forma :

$$\frac{\bar{U}_\gamma}{\bar{U}_{d0}} = \frac{X_c \bar{I}_d}{\hat{U}} = \frac{1 - \cos\gamma_0}{2} = 0{,}06, \qquad (26)$$

relaţiile (24) şi (25) devin :

$$\frac{\sqrt{3}}{2}(1 - \cos\gamma_0) = -\cos\left(\alpha + \gamma + \right.$$

$$\left. + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right); \qquad (27)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}(1 - \cos\gamma_0) = \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2}\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) +$$

$$+ \frac{1}{2}\cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\gamma_2, \qquad (28)$$

care împreună cu relaţiile (21), (22) şi (23) au fost folosite la calculul numeric, calcul care arată că în acest regim de funcţionare $\gamma_2 > \gamma_0$, dar că atunci cînd creşte unghiul de control de fază pînă la valoarea $\alpha = \frac{\pi}{3} + \gamma_0$, unghiul de comutaţie al ventilului necontrolat scade brusc la valoarea γ_0.

3.4. Modul IV de funcţionare (fig. 4). Domeniul unghiului α este limitat inferior de valoarea

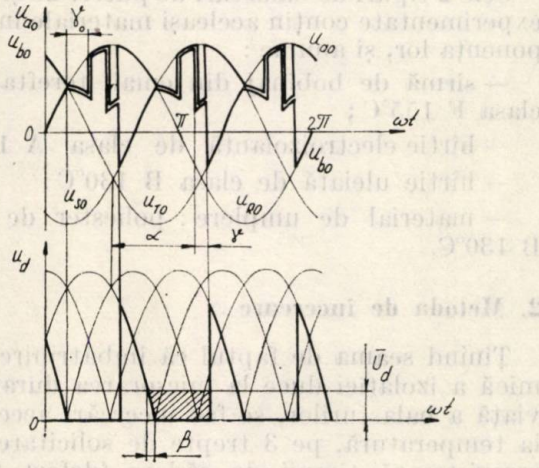


Fig. 4. Modul IV de funcţionare.

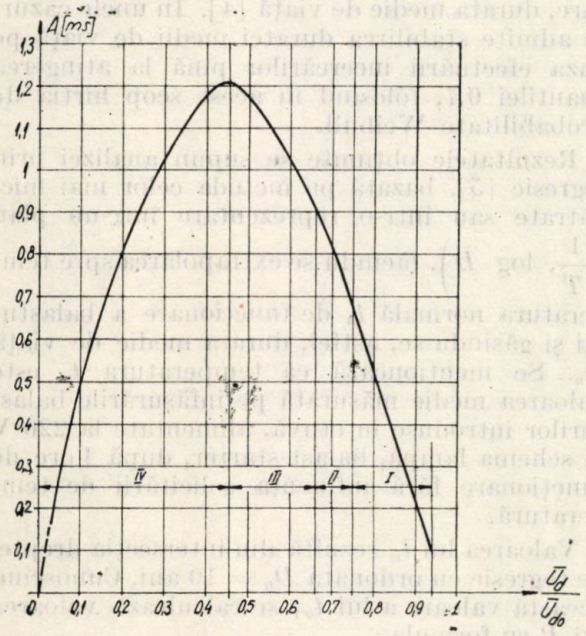


Fig. 5. Integrala de timp a tensiunii de ondulaţie raportată în cele patru moduri de funcţionare.

$\frac{\pi}{3} + \gamma_0$, iar superior, teoretic $\alpha = \pi$, cînd tensiunea redresată s-ar anula. Căderea reactivă de tensiune este proporţională cu curentul mediu redresat, astfel încît pentru calcul se folosesc relaţiile (9), (11), (13), (23), care împreună cu expresia tensiunii medii redresate:

$$\frac{\overline{U}_d}{\overline{U}_{d0}} = \frac{1 + \cos(\alpha + \gamma)}{2}, \qquad (28)$$

dau rezultatul reprezentat grafic în figura 5. În acest mod de funcţionare ondulaţia curentului este aceeaşi ca în cazul $\gamma = 0$ [3].

4. Concluzii

Folosind figura 5 şi relaţia (7) se poate calcula ondulaţia curentului pentru un motor dat sau se poate calcula ce inductanţă de netezire trebuie înseriată pentru a nu depăşi o anumită ondulaţie. Dacă mutatorul este alimentat la 60 Hz valorile lui A din figura 5 se pot corecta, întrucît în cele patru moduri de funcţionare există proporţionalitate între A şi frecvenţă. Comparînd rezultatul din figura 5 cu cel din cazul punţii complet controlate [4] rezultă, evident, că puntea semicontrolată necesită un filtru de netezire mai costisitor. Deoarece ordinul şi mărimea armonicilor curentului de reţea ale punţii semicontrolate depind de α, şi eventualul filtru de c.a. poate ridica probleme. Comparînd rezultatul din figura 5 cu cel din cazul $\gamma = 0$ [3], rezultă că fenomenul de comutaţie face un efect de netezire al curentului redresat. Faptul că în calcul a fost făcută ipoteza simplificatoare (3), conduce la o ondulaţie a curentului puţin mai mare decît cea reală, deci, calculul este acoperitor. Se mai observă că pentru căderi reactive de tensiune mai mari decît cea considerată normală în prezenta lucrare, pot apare mai mult decît patru moduri de funcţionare şi pot avea loc şi fenomene de comutaţie nereuşită.

Bibliografie

[1] *Connolly, A. P.* ş.a. Silicon controlled rectifiers manual including triacs and other thyristors. Fifth edition. 1972 General Electric Company, Syracuse, New York.

[2] *Freris, L. L.* Analysis of a Hybrid Bridge Rectifier. În: Direct current, February 1966.

[3] *Philipps, W.* Berechnung des Oberschwingungsgehaltes von Ankerströmen stromrichtergespeister Gleichstrommotoren. În: ETZ — A, Bd. **89**, H6, 1968, S. 126.

[4] *Schaefer, I.* Rectifier circuits. Theory and Design. New-York — London — Sydney, John Wiley, 1965.

Intrat în redacţie la 14.03.1975

CZ 621.327.42

LĂMPI FLUORESCENTE
BALAST
DURATA DE VIAȚĂ

Contribuții la determinarea temperaturii nominale maxime a balasturilor fără marcaj de temperatură

CONSTANTIN IVANOVICI* — BUCUREȘTI

Balasturile pentru lămpi fluorescente tubulare au o funcționare care poate fi asimilată atît cu cea a unui transformator de adaptare, cît și ca dispozitiv care contribuie la furnizarea tensiunii de amorsare și a curentului de preîncălzire, reducînd fluctuațiile de emisie luminoasă, corijînd factorul de putere și diminuînd perturbațiile radioelectrice.

Marile firme producătoare de surse de lumină din lume au astăzi preocupări în ceea ce privește crearea de balasturi cît mai silențioase (lipsite de zgomot), cu secțiuni cît mai reduse și calități termice bune (cît mai reci), folosirea unor tehnologii tot mai rentabile, cu o durată mare de viață.

Avînd o gamă largă de utilizare în domeniul iluminatului public, al transportului în comun, în ateliere, birouri etc., balasturile au o durată de viață mare, estimată la 10 ani, în condițiile funcționării la temperatura nominală maximă de funcționare t_w. Această temperatură este funcție de clasa de izolație a materialelor ce se găsesc în componența balasturilor, ponderea cea mai mare avînd-o izolația bobinajului.

Rezultatele unui număr limitat de încercări [1] au arătat că pentru $t_w = 120°C$, izolația bobinajului trebuie să fie de clasa F 155°C; analog pentru $t_w = 155°C$ izolația bobinajului trebuie să fie de clasa H 180°C.

Este de dorit ca clasa de izolație a celorlalte elemente din componența balastului să fie apropiată de cea a bobinajului, pentru a se obține, astfel, un produs economic și cu o durată de viață corespunzătoare.

La balasturile cu marcaj de temperatură este indicată valoarea lui t_w, în funcție de care se pot executa încercări de durată accelerată, folosind curbele indicate de normativele în vigoare [2].

La balasturile fără marcaj de temperatură, valoarea lui t_w nu este indicată (putem presupune că aceasta se datorează unei mari diversități de valori în cadrul unei aceleași clase de izolație) și nu se cer încercări de durată [3].

Prezentul articol oferă constructorilor de balasturi un procedeu de determinare a lui t_w, procedeu ce urmează să fie ulterior reconfirmat pe baza unui volum mai mare de rezultate experimentale.

* Ing. *C. Ivanovici* este cercetător științific la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București

Cele 2 tipuri de balasturi de puteri 20 și 40W, experimentate conțin aceleași materiale în componența lor, și anume :

— sîrmă de bobinaj din email tereftalic de clasa F 155°C;

— hîrtie electroizolantă de clasa A 105°C;

— hîrtie uleiată de clasa B 130°C;

— material de umplere : poliester de clasa B 130°C.

2. Metoda de încercare

Ținînd seama de faptul că îmbătrînirea termică a izolației duce la micșorarea duratei de viață a balasturilor, se fac încercări accelerate la temperatură, pe 3 trepte de solicitare și se înregistrează timpii de cădere (defect total).

Se calculează, pentru fiecare treaptă de încercare, durata medie de viață [4]. În unele cazuri se admite stabilirea duratei medii de viață pe baza efectuării încercărilor pînă la atingerea cuantilei 0,7, folosind în acest scop hîrtia de probabilitate Weibull.

Rezultatele obținute se supun analizei prin regresie [5], bazată pe metoda celor mai mici pătrate sau într-o reprezentare într-un plan $\left(\frac{1}{T}, \log D\right)$, făcîndu-se extrapolarea spre temperatura normală t_n de funcționare a balastului și găsindu-se, astfel, durata medie de viață D_n. Se menționează că temperatura t_n este valoarea medie măsurată pe înfășurările balasturilor introduse în etuvă, alimentate la 220 V în schema lampă, balast-starter, după 4 ore de funcționare fără influența solicitării de temperatură.

Valoarea lui t_w rezultă din intersecția dreptei de regresie cu ordonata $D_0 = 10$ ani. Cunoscînd această valoare a lui t_w, se calculează valoarea lui P cu formula :

$$P = \frac{\lg D_1 - \lg D_0}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_w}}, \qquad (1)$$

unde : D_1 este durata medie pe prima treaptă de solicitare t_1, iar $\frac{1}{T_1}$ este inversul valorii absolute a temperaturii în °K, pe prima treaptă.

Se recalculează valoarea duratei medii de funcţionare cu ajutorul formulei :

$$\lg Dn_c = \lg D_0 + P\left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T_w}\right). \quad (2)$$

Cu ajutorul lui P se calculează temperaturile de încercare pentru un număr dat de zile folosind formula :

$$\frac{1}{T_i} = \frac{\lg D_i - \lg D_0}{P} + \frac{1}{Tw} \quad (3)$$

unde $i = 1, 2, 3$ corespund duratelor de 10, 15 şi 30 zile.

În cadrul secţiei de cercetarea calităţii din ICPE s-au efectuat încercări asupra a 2 tipuri de balasturi de 20 şi 40 W în perioada iunie 1973 decembrie 1974.

Folosind rezultatele experimentale pentru 40 W din tabelul 1a, în tabelul 1b sînt prezentate, în funcţie de cele 3 trepte de solicitare, durate medii de viaţă, timpul pînă la apariţia primului defect pe treapta de încercare. În calculul timpilor medii pe trepte a fost necesar să se elimine exemplarele care puneau în evidenţă o perioadă de uzură prematură intensă şi care nu puteau fi luaţi în considerare la estimarea duratei normale de viaţă.

Aceste valori sînt expuse analizei prin regresie în tabelul 2 pentru balastul de 40 W, iar în

Tabelul 1a

Date cu nr. de ore de funcţionare pînă la defect în funcţie de solicitare, pentru 40 W

Nr. balast	1	2	3	4	5	6	7	T_e, °C	Timp de încercare, ore
Nr. ore de funcţionare pînă la defect	—	2 994	2 258	1 097	—	3 520	2 540	120	3 900
	100	2 000	—	2 0002	473	2 500	2 473	130	3 900
	250	1 314	337	3961	701	330	1 725	140	1 725

Cu valorile obţinute se trasează curbele de variaţie a temperaturii pe balast în timp pentru diferiţi t_w, ce sînt comparabili cu cele indicate de literatura de specialitate [2], diferenţa pantelor dreptelor fiind dată de diferite valori ale constantei P.

3. Rezultate experimentale

Încercarea de durată accelerată a balasturilor este executată cu ajutorul standului prezentat în [6]. Balasturile funcţionează din punct de vedere electric în condiţii nominale de tensiune şi frecvenţa.

Lămpile îmbătrînite 100 ore şi starterele sînt montate pe cadrul etuvei, iar balasturile sînt introduse într-o etuvă, a cărei temperatură este reglată cu ajutorul unui termometru cu contact şi menţinută constantă cu ± 2°C pe tot timpul probei de durată.

Cele 7 balasturi ce se încearcă pe o treaptă sînt distanţate între ele la 130 mm, pentru a nu se influenţa reciproc încălzirile balasturilor şi a se efectua o bună transmitere a căldurii.

La sfîrşitul perioadei de încercare a fiecărui balast acesta va fi deconectat, însă, lăsat în aranjamentul de încercare pînă la sfîrşitul experimentării. Folosind această metodă de încercare, se poate aprecia durata probabilă de viaţă, în funcţie de temperatura nominală maximă de funcţionare t_w.

Tabelul 1b

Timpii medii şi timpul pînă la primul defect în funcţie de temperatura etuvei

Nr. treaptă	T_e, °C	D_m, ore		$t_{înfăşurare}$,		Timp pînă la 1 defect, zile		Nr. defecte	
		20 W	40 W	20 W	40 W	20 W	40 W	20W	40W
1	120	2 502	4 041	197	190	43	45	6	5
2	130	1 632	3 069	210	200	48	80	6	6
3	140	532	864	224	226	15	10	7	7

Tabelul 2

Date de prelucrare a dreptei de regresie prin metoda celor mai mici pătrate pentru balastul de 40 W

T_e, °C	120	130	140
$\frac{1}{T°K} = X \cdot 10^{-3}$	2,1 598	2,1 141	2,004
$\Sigma X \cdot 10^{-3}$		6,2 779	
$\Sigma X/n = \bar{X} \cdot 10^{-3}$		2,09 263	
$\Sigma X^2 \cdot 10^{-6}$		13,15 015	
$(\Sigma X)^2/n \cdot 10^{-6}$		13,13 734	
D_m, ore	4 041	3 069	864
$\Sigma y = 10 \log D_m$	3,606	3,486	2,936
$\Sigma y \cdot 10^{-3}$		10,028	
$\Sigma y/n = \bar{y} \cdot 10^{-3}$		3,34 266	
$\Sigma X \cdot y \cdot 10^{-6}$		21,04 172	
$(\Sigma X)\bar{y} \cdot 10^{-6}$		20,98 488	
$b = \frac{\Sigma Xy - (\Sigma X)^2 \bar{y}}{\Sigma X^2 - (\Sigma X)^2/n} 10^3$		4,4 371	
$a = \bar{y} - b\bar{X}$		— 5,94 267	

[7] pentru balastul de 20 W şi sînt reprezentate grafic în figura 1.

Se observă că cele 2 drepte sînt paralele, ceea ce indică existenţa aceluiaşi mecanism de defectare, dat de îmbătrînirea termică a izolaţiei în timp.

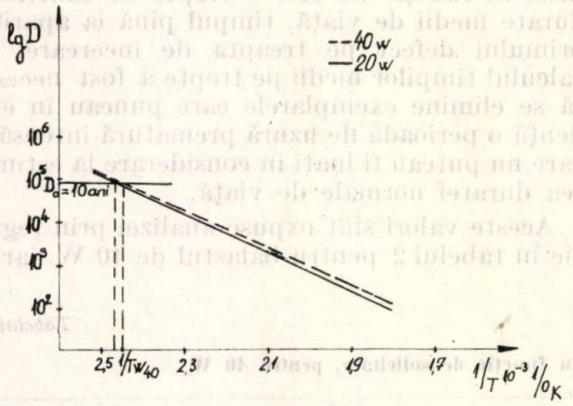


Fig. 1. Diagrama Arrhenius cu variaţia duratei de viaţă în funcţie de inversul temperaturii absolute.

Din tabelul 3 rezultă că la balastul de 20 W pentru $t_n = 135°C$ avem o durată $D_n = 71\,000$ ore, iar la 40 W pentru $t_n = 122°C$ avem $D_n = 158\,000$ ore, deoarece avem şi încălziri diferite.

2—erori introduse prin măsurarea valorilor lui t_n;

3—normalizarea temperaturilor de încercare în limitele a $\pm 4\%$.

Pentru stabilirea limitelor de siguranţă statistică a duratei de viaţă obţinută prin extrapolarea la temperatura nominală se pot calcula, cu ajutorul distribuţiei Student [8] limitele superioare şi inferioare ale lui D_n, pentru nivelele de încredere de 60 şi 90%. Din [7] se observă că pentru un nivel de încredere de 60% D_n variază pentru balastul de 20 W, în intervalul a 37 600 — 127 800 ore de funcţionare.

Valorile găsite pentru t_w, fiind de 130°C (20 W) şi 135°C (40 W), ne dau, pentru constanta P, valori apropiate de 4 360 şi 4 589, comparabile cu valoarea stabilită empiric prin încercări limitate şi care este de 4500 pentru $t_w \leqslant 120°C$ [3].

Deci, se confirmă o ipoteză făcută în introducerea acestui material relativ la balasturile fără marcaj de temperatură, şi anume, în cadrul aceleaşi clase de izolaţie diversitate de valori pentru t_w.

Reprezentînd grafic, în figura 2, valorile calculate din tabelul 5 pentru 30,15 şi 10 zile de încercare în funcţie de t_w, se observă că, se obţin 2 curbe, practic, identice pentru $t_w =$ $= 130°C$ care retuşează curba dată de [2].

Tabelul 3

Date rezultate experimental sau prin calcul ale lui t_w, D_n, P, D_{nc}

Tip balast	t_w, °C	t_w, °C	D_n, ore experiment.	P	D_n, ore calculat	Dreapta de regeresie
20W	135	130	71 000	4 306	61 500	$y = -7{,}82113 + 5{,}285 \cdot X$
40W	122	135	158 000	4 589	195 000	$y = -5{,}942677 + 4{,}4371 \cdot X$

După legea Joule-Lenz cantitatea de energie electrică ce se transformă în căldură este dată de relaţia :

$$Q = 0{,}24\ RI^2\,t\ \text{(cal)}, \qquad (4)$$

Considerînd (tab. 4) raportul dintre energiile celor 2 tipuri de balasturi :

$$\frac{Q_{20}}{Q_{40}} = \frac{R_{20}\,I_{20}^2}{R_{40}\,I_{40}^2} \simeq \frac{R_{20}}{R_{40}} = 1{,}4\,, \qquad (5)$$

rezultă că încălzirea pentru balastul de 20 W este mai mare decît pentru cel de 40 W. Astfel se poate explica de ce temperatura nominală t_n este mai mare pentru 20 W, iar durata de viaţă este mai mică faţă de balastul de 40 W.

În scopul aprecierii erorilor va trebui să ţinem seama de următoarele :

1—erorile datorită folosirii planurilor cenzurate de încercare în locul celor exhaustive;

Tabelul 4

Date constructive şi de transmiterea căldurii la cele 2 balasturi

Tip balast	Secţiune bobinaj, mm	Rezistenţă, Ω	Curent, A	Q_{20}/Q_{40}
40 W	0,35	34	0,44	1,4
20 W	0,30	50	0,39	

Este interesant de observat că valoarea obţinută corespunde mediei temperaturilor sistemului măsurat.

Se observă că balasturile încercate pot fi supuse unei probe de durată accelerată de 30 zile la o temperatură de 226°C pentru tw = = 130°C, valoare superioară celei indicată de firma licenţiară Phillips[9], care este de numai 180°C, fără ca balastul să fie în funcţiune.

Deci, pe baza acestor prime rezultate și a ipotezelor simplificatoare făcute, se poate concluziona că produsele ICIN-ului încercate se prezintă sub aspectul duratei de viață a balasturilor peste prevederile licenței.

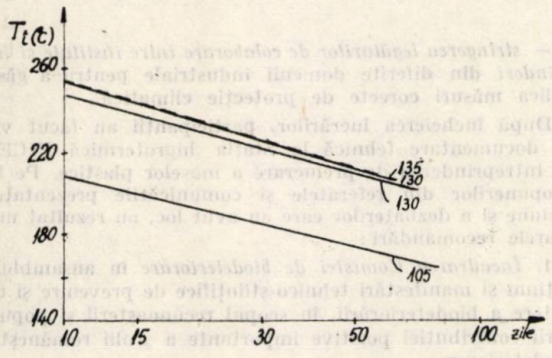


Fig. 2. Variația temperaturii de încercare în timp.

Tabelul 5

Date calculate ale temperaturii de încercare în funcție de numărul de zile

Nr. zile de încercare	Temperatura de încercare a înfășurării balast, °C			
	20 W	40 W	VDE	licență
30	226	227	222	185
15	244	245	238	200
10	254	255	246	209

4. Concluzii

Metoda de determinare a lui t_w prezentată în articolul de față vine în ajutorul industriei, prin stabilirea unui indicator preliminar de fiabilitate, durata medie de viață a balasturilor, ce crește nivelul calitativ sub aspectul fiabilității produsului.

În viitor, pentru scurtarea timpilor de încercare pe cele 3 trepte, se propune alegerea unor solicitări de temperatură mai mari, care să nu ducă la fenomene ireversibile, folosindu-se ca primă treaptă de încercare 140°C, următoarele fiind de 150 și 160°C. În acest fel se apreciază să se obțină o reducere a timpului de încercare de pînă la de 3 ori.

Ținînd seama de riscurile statistice, volumul eșantioanelor încercate ar trebui să fie mai mare pentru a se putea obține indicatori ai duratei medii de viață și valori ale lui t_w, cu un nivel de încredere suficient de mari.

Se propune ca încercarea de durată accelerată să se execute folosind curba lui $t_w = 130°C$ ce a rezultat din experimentări, cu condițiile prevăzute de [2] și cu următoarea modificare la sfîrșitul duratei individuale a fiecărui balast: acesta va fi deconectat și scos din etuvă, fiind înlocuit cu alt element identic ca formă, rezistent la temperatură, pentru respectarea geometriei de încercare.

Este necesară scoaterea balastului din etuvă pentru a nu îmbătrîni în continuare izolația, mai ales că se admit diferențe între duratele de încercare individuale de 15—20 zile [3].

Pentru confirmarea metodei de determinare a lui t_w trebuie executate încercări de verificare asupra unui tip de balast cu marcaj de temperatură și trebuie verificate balasturile de 20 și 40 W, în condițiile încercării de durată expusă mai sus, pentru verificarea lui $t_w = 130°C$.

De asemenea, se impune o aprofundare privind un calcul al erorilor introduse prin măsură și calcul.

Bibliografie

[1] * * * Recomandări CEI 34C (Secretariat), 58, ianuarie 1973.
[2] * * * Prescripții VDE 0712, partea 1/6, 1971.
[3] * * * CEI 82 1973 Ballasts pour lampes tubulaires à fluorescence.
[4] *Bazovsky, I.* Fiabilité, théorie et pratique de la sureté de fonctionnement. Paris, Ed. Dunod, 1966, p. 217—223.
[5] *Iresson, W. Gr.* Reliability Handbook. New York, Mc. Graw-Hill, 1966.
[6] *Ivanovici, C.* Stand și o nouă metodă de încercare a balasturilor pentru lămpi fluorescente tubulare, în vederea determinării fiabilității lor. În: Electrotehnica **22**, nr. 4, 1974.
[7] *Ivanovici, C.* Încercări accelerate pentru stabilirea duratei medii de viață a balasturilor pentru lămpi fluorescente. În: Electrotehnica, Electronica și Automatica **23**, nr. 5, 1975.
[8] *Bowker. A. H., Lieberman, G. J.* Metodes Statistiques de l'ingénieur. Paris, Ed. Dunod, 1965.
[9] * * * Licență Phillips 1964.

Intrat în redacție la 20. II. 1975

Manifestări științifice și tehnice

CONCLUZIILE ȘI PROPUNERILE CELUI DE-AL V-lea SIMPOZION DE BIODETERIORARE ȘI CLIMATIZARE — IAȘI — 1975

În zilele de 27...29 iunie 1975 au avut loc la Iași lucrările celui de-al V-lea Simpozion de biodeteriorare și climatizare, cu tema: *„Protecția impotriva biodeteriorării și climatizarea produselor industriale"*, organizat de Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor, Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, Institutul de științe biologice și Institutul politehnic — Iași.

La lucrările Simpozionului au luat parte 240 specialiști (biologi, ingineri, chimiști etc.) din producție, proiectare și cercetare, din domeniile construcțiilor de mașini, electrotehnicii, construcțiilor civile și industriale și din alte sectoare și ramuri economice, interesate în problemă.

În cele două secții de lucru ale Simpozionului au fost prezentate: 32 referate și comunicări la secția de *Biodeteriorare* și 16 la secția de *Climatizare*, tratînd despre:

— *mijloacele de protecție* a materialelor și produselor industriale împotriva biodeteriorării;

— *climatizarea produselor* industriale destinate exploatării în țară cu climat deosebit;

— *biodeteriorarea construcțiilor*, materialelor și produselor industriale, cum și a monumentelor arhitectonice, obiectelor de artă, muzeistice, arhive etc.

Cel de-al V-lea Simpozion de biodeteriorare și climatizare a marcat un progres față de manifestările anterioare de același fel, prin:

— *calitatea și nivelul științific ridicat al referatelor și comunicărilor*, care în majoritatea cazurilor au prezentat soluții finalizate cu aplicabilitate în cadrul obiectivelor majore ale R. S. România;

— *fuziunea perfectă a cadrelor biologice cu cele inginerești*, împletind armonios cercetarea fundamentală cu cea aplicativă pentru rezolvarea integrală a problemelor capitale care stau la baza economiei naționale;

— *diversitatea materialului prezentat*, în toate domeniile, care a dat *posibilitatea realizării de noi conexiuni de gîndire* în vederea studierii și cercetării imediate a unor aspecte majore pentru realizarea confortului și bunei stări materiale a oamenilor muncii, atît în viața de toate zilele, cît și în procesul de producție, menționînd cu prioritate asigurarea remedierilor produselor climatizate pentru export și protecția împotriva biodegradării construcțiilor civile, social-culturale și industriale;

— *perspective de realizare în țară a unor produse biocide, fungicide* utilizabile pentru combaterea biodeteriorării în domeniul tencuielilor anticondens și contra difuziei vaporilor etc., iar pentru realizarea materialelor hidroizolatoare și protecția conductelor îngropate, protecția monumentelor istorice, asigurarea randamentului și condițiilor de prelucrare optime în procesele industriale de foraj-extracție din petrol și epurarea apelor reziduale;

— *preocupări tot mai extinse și numeroase legate de protecția anticorozivă a părților metalice* supuse agresivității factorilor atmosferici;

— *existența unor preocupări*, în întreprinderile producătoare *de a cunoaște posibilitatea de evaluare*, a performanțelor climatice ale materialelor de bază de macromolecule, cu sau fără caracter electrotehnic;

— *strîngerea legăturilor de colaborare între institute și întreprinderi* din diferite domenii industriale pentru a găsi și aplica măsuri corecte de protecție climatică.

După încheierea lucrărilor, participanții au făcut vizite de documentare tehnică la Stația higrotermică INCERC, la Intreprinderea de prelucrare a maselor plastice. Pe baza propunerilor din referatele și comunicările prezentate la sesiune și a dezbaterilor care au avut loc, au rezultat următoarele recomandări:

1. *Încadrarea Comisiei de biodeteriorare* în ansamblul de acțiuni și manifestări tehnico-științifice de prevenire și combatere a biodeteriorării, în scopul recunoașterii și popularizării contribuției pozitive importante a școlii românești de biodeteriorare.

2. *Publicarea de către ICPE* într-un volum a lucrărilor prezentate, cu rezumate în limba engleză, pentru a face cunoscută și peste hotare activitatea rodnică în biodeteriorare și climatizare.

3. *Organizarea în iunie 1976* a celui de-al VI-lea Simpozion de Biodeteriorare și Climatizare la care să fie invitați și cîțiva specialiști străini, a căror prezență ar putea folosi la elucidarea unor probleme cu soluționări mai dificile.

4. *Aprofundarea cercetărilor*:

— asupra uleiurilor și unsorilor de protecție și funcționale, în vederea asigurării rezistenței la biodeteriorare pentru a fi folosite la produse climatizate;

— pentru găsirea modalității de înlocuire a antisepticilor străini folosiți la aditivarea cleiurilor caseinice;

— elaborarea unui studiu asupra substanțelor chimice românești cu aplicabilitate ca fungicide sau ca stabilizanți tehnici și foto;

— aprofundarea cercetărilor de utilizare a reziduurilor alchil fenol cu aditivi cu proprietăți fungistatice, în vederea lărgirii ariei de folosire;

— a tencuielilor anticondens, difuzive și biocide;

— extinderea metodelor de protecție împotriva biodeteriorării la monumentele arhitectonice;

5. *Introducerea cît mai rapidă în producție*, de către întreprinderile MICh, a *materialelor de presare* și *a materialelor plastice* cu performanțe climatice superioare, astfel ca să se poată evita importul și totodată să se asigure pentru export realizarea de produse industriale complexe în execuție tropicalizată.

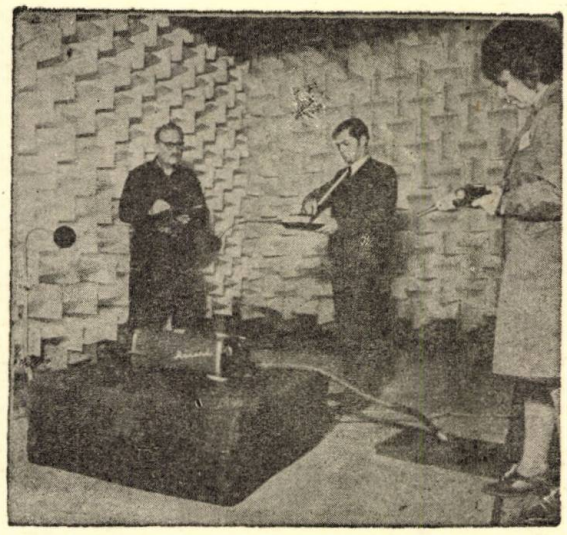
6. *Stabilizarea în timp util* a contactelor întreprindere — ICPE, aplicabile furniturilor complexe în execuție climatizată. Se recomandă ca centralele să atragă atenția întreprinderilor din subordine asupra acestui lucru.

7. *Preluarea de către Inspectoratul general de stat pentru controlul calității* a grijii ca produsele și materialele omologate în execuție tropicalizată *să fie verificate* periodic la maximum trei ani, ceea ce va avea o reală contribuție *la aplicarea corectă a proceselor tehnologice*, respectiv la păstrarea performanțelor produselor și materialelor climatizate.

Dr. ing. Ion Pitiș

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

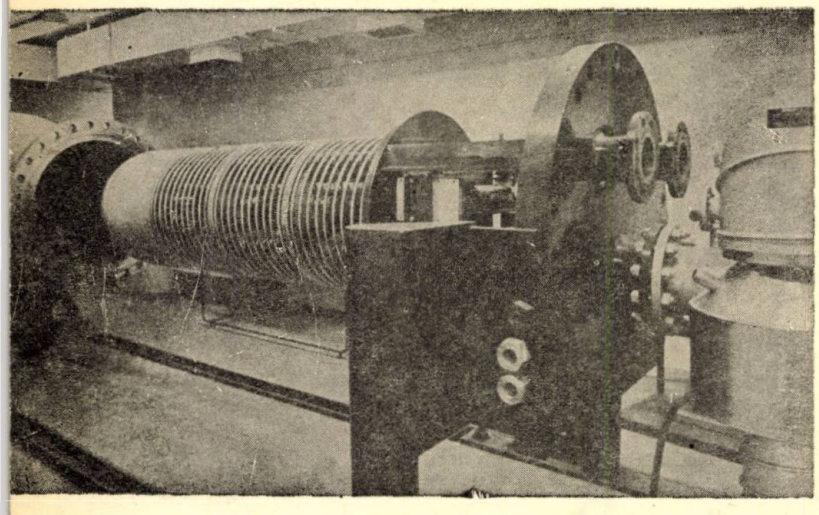


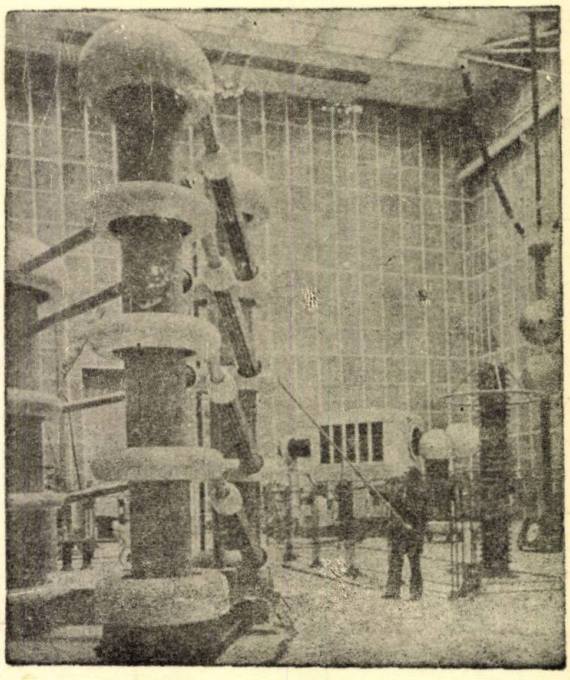
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040

R

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 24 • Nr. 3 • APRILIE 1976

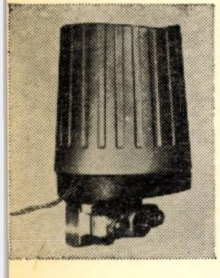
NOUA SERIE DE TRADUCTOARE ELECTRONICE
pentru instalații industriale
de automatizare
cu performanțe tehnice îmbunătățite

PERFORMANȚE DE BAZĂ

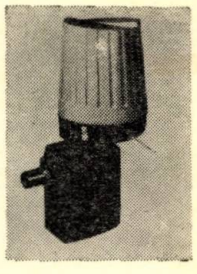
- precizie ridicată : clasa 0,5 și 1
- sensibilitate mare : mai bună de 0,1%
- histerezis mic : sub 0,25%
- reproductibilitate fidelă : 0,15%—0,3%
- derivă mică : sub 0,1%
- termostabilitate bună : 0,2—0,3%/10 °C
- alimentare nepretențioasă : 24—50 V c.c.
- domeniu larg de temperatură : —40°+80°C
- construcție etanșă : IP65
- conectare simplificată : sistem bifilar
- semnal de ieșire generalizat : 4—20 mA c.c.
- variante speciale : protecție Ex(i)

TRADUCTOR ELECTRONIC PRESIUNE RELATIVĂ
Model : FE 1 GM : GE 1 GH

Capsula	Limitele gamei, KPa	Limitele domeniilor de măsură, KPa
M	5,3—53	0—5,3 la 0—53
H	50—200	0—50 la 0—200



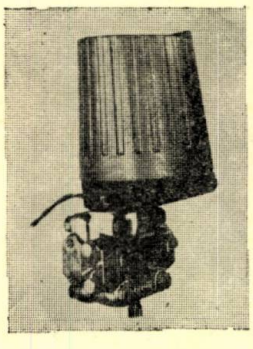
FE 1 GM



FE 1 GH

Seria	Tipul capsulei	Limitele gamei, MPa	Limitele domeniilor de măsură, MPa
FE 1 GM	A	0,05—0,5	—0,1 la 0,6
	B	0,14—1,4	—0,1 la 2,4
	C	0,28—2,8	—0,1 la 5,0
	D	0,7 —7,0	—0,1 la 10
	E	1,4 —14	—0,1 la 21
FE 1 GH	M	7 —40	—0,1 la 40
	N	14 —80	—0,1 la 80

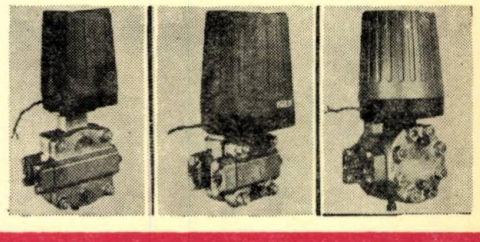
TRADUCTOR ELECTRONIC PRESIUNE ABSOLUTĂ
Model : FE 1 AM



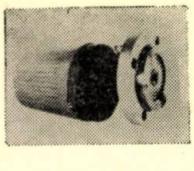
FE 1 AM

Specificații tehnice pentru tipo-variante	FE 3 DL	FE 3 DM	FE 3 DH
Domeniul de măsurare a capsulei			
Tip L	min. 0—1,3 KPa max. 0—6 KPa		
Tip M		min. 0—5 KPa max. 0—51 KPa	min. 0—5 KPa max. 0—51 KPa
Tip H		min. 0—50 KPa max. 0—210 KPa	min. 0—50 KPa max. 0—210 KPa

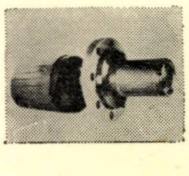
TRADUCTOR ELECTRONIC PRESIUNE DIFERENȚIALĂ
Model : FE 3 DL, FE 3 DM, FE 3 DH



TRADUCTOR ELECTRONIC DE NIVEL
Model : FE 7 DL ; FE 7 DM, FE 7 DEM



FE 7 DL
FE 7 DM



FE 7 DEM

Seria	Gama, mm H_2O
FE 7 DL	0 ... 250
	250 ... 600
FE 7 DM	0 ... 13 000
	13 000 ... 21 000
FE 7 DEM	0 ... 3 750
	3 750 ... 5 000
	5 000 ... 13 000
	13 000 ... 21 000

Rețineți
adresa întreprinderii producătoare

FEA

ÎNTREPRINDEREA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

Calea Floreasca 242—248
BUCUREȘTI 30 ROMANIA
CĂSUȚA POSTALĂ 3803
TELEFON 33.00.20
TELEX 011—83—757

Pentru informații tehnice suplimentare, vă rugăm să vă adresați la Biroul Relații telefon 33.00.20 — interior 183

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 3 aprilie 1976

CUPRINS

CZ 621.374.3

DISPOZITIV DE ACŢIONARE
CÎMP ELECTROMAGNETIC
CALCULATOR NUMERIC

Marinescu, I., Sasu, M. şi *Şerbănescu, M.* : **Regimul dinamic al dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, p. 85

Este prezentat un model teoretic simplu al dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic, constituit din sistemul bobină-conductor masiv mobil.

CZ 658.562 : 621.004.64

FIABILITATE ÎN INDUSTRIE
MENTENABILITATE
REGIM DE FUNCŢIONARE

Lăzăroiu, D. F. şi *Aric, C. N.* : **Contribuţii la interpretarea şi normalizarea fiabilităţii în industrie.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr.3, apr 1976, p. 92

Se clarifică unele puncte de vedere şi unele concepte privind fiabilitatea în industrie, a căror interpretare în literatură nu este suficient de clară.

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.1

FUNCŢII DE CIRCUIT
FORMULE TOPOLOGICE
CIRCUITE LINIARE R—L—C

Preda, M. şi *Nicoară, N.* : **Calculul funcţiilor de circuit în algebra structurală.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, p. 97

Se prezintă formulele topologice de calcul al funcţiilor de circuit, folosind expresii din algebra numerilor structurale.

CZ 538.6 : 621.316.

FORŢA ELECTRODINAMICĂ
SEPARATOARE DE I. T.
RELAŢII DE CALCUL

Herşcovici, B. : **O metodă mai exactă de calcul pentru forţa electrodinamică din buclă având puntea cu dimensiuni finite.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr.3, apr 1976, p. 104

Lucrarea evidenţiază prin relaţii noi, matematice, o precizie mărită la calculul forţei electrodinamice de buclă.

CZ 621.316.11.001.24

TEMPERATURA STAŢIONARĂ
SISTEME NEOMOGENE
CALCUL

Suciu, I. : **Calculul distribuţiei temperaturii staţionare în sistemele conductoare neomogene, în cazul general cu n contacte frontale echidistante.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, p. 106

Se calculează aproximativ încălzirea staţionară a unui conductor cilindric întrerupt prin *n* contacte echidistante.

CZ 621.313.001.5

CÎMP MAGNETIC
TURBOGENERATOR
ZONA FRONTALĂ

Stoia, D. şi *Curiac, G.* : **Metodă analitică de calcul al cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, p. 111

Se prezintă o metodă analitică de determinare a repartiţiei cîmpului magnetic în zona frontală a turbogeneratorului utilă la prestabilirea unei configuraţii a cîmpului în această zonă.

CZ 621—56/59 : 621.315.51 ; 537.312—62

SUPRACONDUCTIBILITATE
CRIOELECTROTEHNICA
ELECTROENERGETICA

Stănculescu, V. : **Criomaşini electrice şi aplicaţii ale crioelectrotehnicii.**
E.E.A. **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, p. 116

Se prezintă stadiul actual pe plan mondial privind fabricarea criomaşinilor electrice şi ale criotransformatoarelor.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.374.3

МАШИНА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ЧИСЛЕННАЯ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
УСТРОЙСТВО ПРИВОД

Маринеску, И., Сасу, М. и Шербэнеску, М.: **Динамический режим устройства привода электромагнитным импульсом.**
E.E.A – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 85

Представлена простая теоретическая модель устройства — привода посредством электромагнитного импульса, построенного из системы катушка массивный перегвижный проводник.

УДК 658.562 : 621.004.64

НАДЕЖНОСТЬ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ
РЕЖИМ ДЕЙСТВИЯ
СОДЕРЖАНИЕ

Лэзэрою, Д.Ф. и Арие, К.Н.: **Относительно интерпретации и нормализации надежности в промышленности.**
E.E.A – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 92

Разъясняются некоторые точки зрения и некоторые понятия относительно надежности в промышленности, интерпретация которых в промышленности недостаточно уточнена.

УДК 621.3.012.8 : 621.3.001.1

ЦЕПИ ЛИНЕЙНЫЕ
ФОРМУЛЫ ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ
ФУНКЦИИ ЦЕПИ

Преда, М. и Никоарэ, Н.: **Вычисление функций цепи в структуральной альгебре.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 97

Представлены топологические формулы функций цепи, используя выражения из алгебры структуральных чисел.

УДК 537.6 : 621.316.3

ОТНОШЕНИЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ
СЕПАРАТОРЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
СИЛА ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ

Хершкович, Б.: **Более точный метод вычисления для электродинамической силы в витке, имея мост с конечными размерами**
E.E.A. – **Electotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 104

Работа выделяет посредством новых математических отношений, повышенную точность при повышении электромагнитной силы на виток.

УДК 621.316.11.001.24

ТЕМПЕРАТУРА СТАЦИОНАРНАЯ
СИСТЕМЫ НЕОМОГЕННЫЕ
ВЫЧИСЛЕНИЕ

Сучу, И.: **Вычисление распределения стационарной температуры в проводниковых неомогенных системах, в общем случае с лобовыми контактами расположенных на равных расстояниях.**
E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 106

Вычисляется приблизительно стационарный нагреб цилидрического проводника прерванного контактами расположенными на равных расстояниях.

УДК 621.313.001.5

ПОЛЕ МАГНИТНОЕ
ТУРБОГЕНЕРАТОР
ЧАСТЬ ЛОБОВАЯ

Стоя, Д. и Куриак, Г.: **Аналитический вычислительный метод магнитного поля в лобовой части турбогенератора большой мощности.**
E.E.A- **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 111

Представлен аналитический метод определения распределения электрического поля в лобовой части турбогенератора, метод целесообразный для предварительного распределения расположения поля в этой части.

УДК 621—56/59: 621.315.51: 537.31263

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Стэнкулеску, В.: **Электрические криомашины и применения криотехники**
E.E.A **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr 1976, стр. 116

Представлена современная мировая стадия относительно производства электрических криомашин и криотрансформаторов.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET 1882 MŰSZAKI OSZTÁLY

INHALT

DK 621.374.3

ANTRIEBVORRICHTUNG
DIGITALRECHNER
ELEKTROMAGNETISCHES FELD

Marinescu, I., Sasu, M., und *Şerbănescu M.* : **Der dynamische Betrieb der Antriebvorrichtung durch elektromagnetischen Impuls.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 3, April 1976, S. 85

Es wird ein einfaches theoretisches Modell einer Antriebvorrichtung durch elektromagnetischen Impuls, bestehend aus dem System Spule — beweglicher massiver Leiter, dargestellt.

DK 658.562 ;621 ; 004.64

ARBEITSBETRIEB
AUFRECHTERHALTUNG
BETRIEBSZUVERLASSIGKEIT IN DER INDUSTRIE

Lăzăroiu, D. F., und *Arie, C. N.* : **Beitrag zur Deutung und Normalisierung der Betriebzuverlässigkeit in der Industrie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr.3, April 1976, S. 92

Es werden einige Standpunkte und einige Konzepte hinsichtlich der Betriebzuverlässigkeit in der Industrie, deren Deutung in der Literatur nicht klar genug ist, erläutert.

DK 621.3.012.8 ; 621.3.0011.1

LINEARE R–L–C SCHALTUNGEN
SCHALTUNGSFUNKTIONEN
TOPOLOGISCHE FORMELN

Preda, M., und *Nicoară, N.* : **Die Berechnung der Schaltungsfunktionen in der Strukturalalgebra.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 3, April 1976, S. 97

Es werden die topologischen Berechnungsformeln der Schaltungsfunktionen dargestellt, wobei Audsrücke aus der Algebra der strukturellen Zahlen angewandt werden.

DK 538.6 ;621.316.3

ELEKTRODINAMISCHE KRAFT
HOCHSPANNUNGSTRENNSCHALTER
RECHENBEZIEHUNGEN

Herşcovici, B. : **Eine genauere Berechnungsmethode für die elektrodynamische Kraft aus der Schleife mit Brücke bestimmter Abmessungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 3, April 1976, S. 104

Die Arbeit unterstreicht durch neue mathematische Beziehungen eine erhöhte Genauigkeit der Berechnung der elektrodynamischen Kraft der Schleife.

DK 621.316.11.001.24

BERECHNUNG
NICHTHOMOGENE SYSTEME
STATIONARE TEMPERATUR

Suciu, I. : **Berechnung der Verteilung der stationären Temperatur in den nichthomogenen Leitersystemen, im allgemeinen Fall mit n Stirnkontakten mit gleicher Entfernung.**

E.E.A. **Electrotehnica 24**, Nr. 3, Apr. 1976, S. 106

Es wird die stationäre Erwärmung eines zylindrischen Leiters, der durch n Kontakte mit gleicher Entfernung unterbrochen wird, ungefähr berechnet.

DK 621.313.001.5

MAGNETFELD
STIRNZONE
TURBOGENERATOR

Stoica, D. und *Curiac, G.* : **Analytische Methode für die Berechnung des Magnetfeldes in der Stirnzone eines Hochleistungs-Turbogenerators.**

E.E.A. **Electrotehnica 24**, Nr. 3, Apr. 1976, S. 111

Es wird eine analytische Bestimmungsmethode für die Verteilung des Magnetfeldes in der Stirnzone des Turbogenerators dargestellt, die zur Vorherbestimmung einer Gestaltung des Feldes in dieser Zone nützlich ist.

DK 621–56/59 : 621.315.51

ELEKTROENERGETIK
KRIOELEKTROTECHNIK
SUPRALEITUNG

Stănculescu, V. : **Elektrische Kryomaschinen und Ansendungen der Kryotechnik.**

E.E.A. **Electrotehnica 24**, Nr. 3, Apr. 1976, S. 116

Es wird der aktuelle Weltstand bezüglich der Herstellung der elektrischen Kryomaschinen und der Kryotransformatoren dargestellt.

CONTENTS

DC 621.374.3

DRIVING DEVICE
ELECTROMAGNETIC FIELD
DIGITAL COMPUTER

Marinescu, I., Sasu, M. and *Şerbănescu, M.* : **The Dynamic Regime of an Electromagnetic Pulse Driving Device.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 85

A simple theoretical model of the electromagnetic pulse driving device is presented. The model is developed by means of a system of coil-massif mobile conductor.

DC 658.562 ;621.004.64

RELIABILITY IN INDUSTRY
MAINTAINABILITY
OPERATING CONDITIONS

Lăzăroiu, D. F. and *Arie, C. N.* : **Contributions to the Interpretation and Normalization Regarding the Problem of Reliability in Industry.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 92

Some points of view and some concepts regardings the realiability in industry are being elucidated, whose interpretation in literature is not sufficiently clear.

DC 621.3.012. ; 621.3.011.1

CIRCUIT FUNCTIONS
TOPOLOGICAL FORMULAE
R–L–C LINEAR CIRCUITS

Preda, M. and *Nicoară, N.* : **Circuit Functions Calculation in Structural Algebra.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 97

The calculation topological formulae of the circuit functions are presented, using expressions from the structural numbers algebra.

DC 538.6 ; 621.316.3

ELECTRODYNAMIC FORCE
H. V. SEPARATOR
CALCULATION RELATIONS

Herşcovici, B. : **A More Accurate Calculation Method for the Electrodynamic Force of the Loop Having a Finite Dimensions Bridge.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 104

The paper points out a greater accuracy of the loop electrodynamic force calculation, by new, mathematical relations.

DC 621.316.110.01.24

STEADY STATE TEMPERATURE
INHOMOGENOUS SYSTEMS
CALCULATION

Suciu, I. : **Steady State Temperature Distribution Calculation in Inhomogenous Conductor Systems, in the General Case with a Number n of Front Equidistant Contacts.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 106

The steady heating of a cilindric conductor, interrupted by means of *n* equidistant contacts, is calculated approximately.

DC 621.313.001.5

MAGNETIC FIELD
TURBOGENERATOR
FRONT ZONE

Stoica, D. and *Curiac, G.* : **Magnetic Field Analytical Calculation Method in the Front Zone of a High Power Turbogenerator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 111

An analytical method is presented for determining the magnetic field distribution in the front zone of the turbogenerator, used to pre-establish the configuration of the field in this zone.

DC 621–56/59 ; 621.315.51 ; 537.312–62

SUPRACONDUCTIVITY
CRYOELECTROTECHNICS
ELECTROENERGETICS

Stănculescu, V. : **Electrical Cryomachines and the Applications of Cryoelectrotechnics.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 3, Apr. 1976, p. 116

The present stage of development on international level is presented, regarding the fabrication of electrical cryomachines and cryomotors.

SOMMAIRE

CD 621.374.3

DISPOSITIF D'ENTRAINEMENT
CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
CALCULATEUR NUMERIQUE

Marinescu, I., Sasu, M. et *Şerbănescu, M.*: **Le régime dynamique du dispositif d'entrainement par impulsion électromagnétique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 85

On présente un modèle théorique simple d'un dispositif d'entrainement par impulsion électromagnétique, constitué d'un système bobine-conducteur massif mobile.

CD 65 .562 : 621.004.64

FIABILITE DANS L'INDUSTRIE
MAINTIEN D'UN ETAT DE TRAVAIL
REGIME DE FONCTIONEMENT

Lăzăroiu, D. F. et *Arie, C. N.*: **Contributions à l'interprétation et à la normalisation de la fiabilité dans l'industrie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 92

On clarifie quelques points de vue et quelques concepts concernant la fiabilité dans l'industrie dont l'interprétation dans la littérature de spécialité n'est pas suffisament mise au point.

CD 621.3.012.8 ; 621.3.001.1

FONCTIONS DE CIRCUIT
FORMULES TOPOLOGIQUES
CIRCUITS LINEAIRES R–L–C

Preda, M. et *Nicoară, N.*: **Le calcul des fonctions de circuit dans l'algèbre structurelle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 97

On présente les formules topologiques de calcul des fonctions de circuit, en employant des expressions de l'algèbre des numéros structuraux.

CD 53 .6 ; 621.316.3

FORCE ELECTRODYNAMIQUE
SEPARATEURS HT
RELATIONS DE CALCUL

Herşcovici, B.: **Une méthode plus précise de calcul pour la force électrodynamique de la boucle ayant le pont avec des dimensions finies.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 104

L'ouvrage présente des nouveaux relations mathématiques, qui donnent plus de précision au calcul de la force électrodynamique de boucle.

CD 621.316.11.001.24

TEMPERATURE STATIONNAIRE
SYSTEMES NON HOMOGENES
CALCUL

Suciu, I.: **Le calcul de la distribution de la température stationnaire dans les systèmes conducteurs non homogènes le cas général avec n contacts frontaux équidistants.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 106

On calcule approximativement le chauffage stationnaire d'un conducteur cylindrique interrompu par *n* contacts equidistants.

CD 621.313.001.5

CHAMP MAGNETIQUE
TURBOGENERATEUR
ZONE FRONTALE

Stoica, D. et *Curiac, G.*: **Méthode analytique de calcul de champ magnétique dans la zone frontale d'un turbogénérateur de grande puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 111

On présente une méthode analytique pour déterminer la répartition du champ magnétique dans la zone frontale du turbogénérateur, utile pour établir d'avance une configuration du champ dans cette zone.

CD 621–56/59 ; 621.315.51 ; 537.312–62

SUPRACONDUCTIBILITE
CRIOELECTROTECHNIQUE
ELECTROENERGETIQUE

Stănculescu, V.: **Criomachines électriques et les applications de la crioélectrotechnique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 3, apr. 1976, p. 116

On présente le stade actuel sur plan mondial concernant la fabrication des criomachines électriques et des criotransformateurs.

COMITETUL DE REDACŢIE

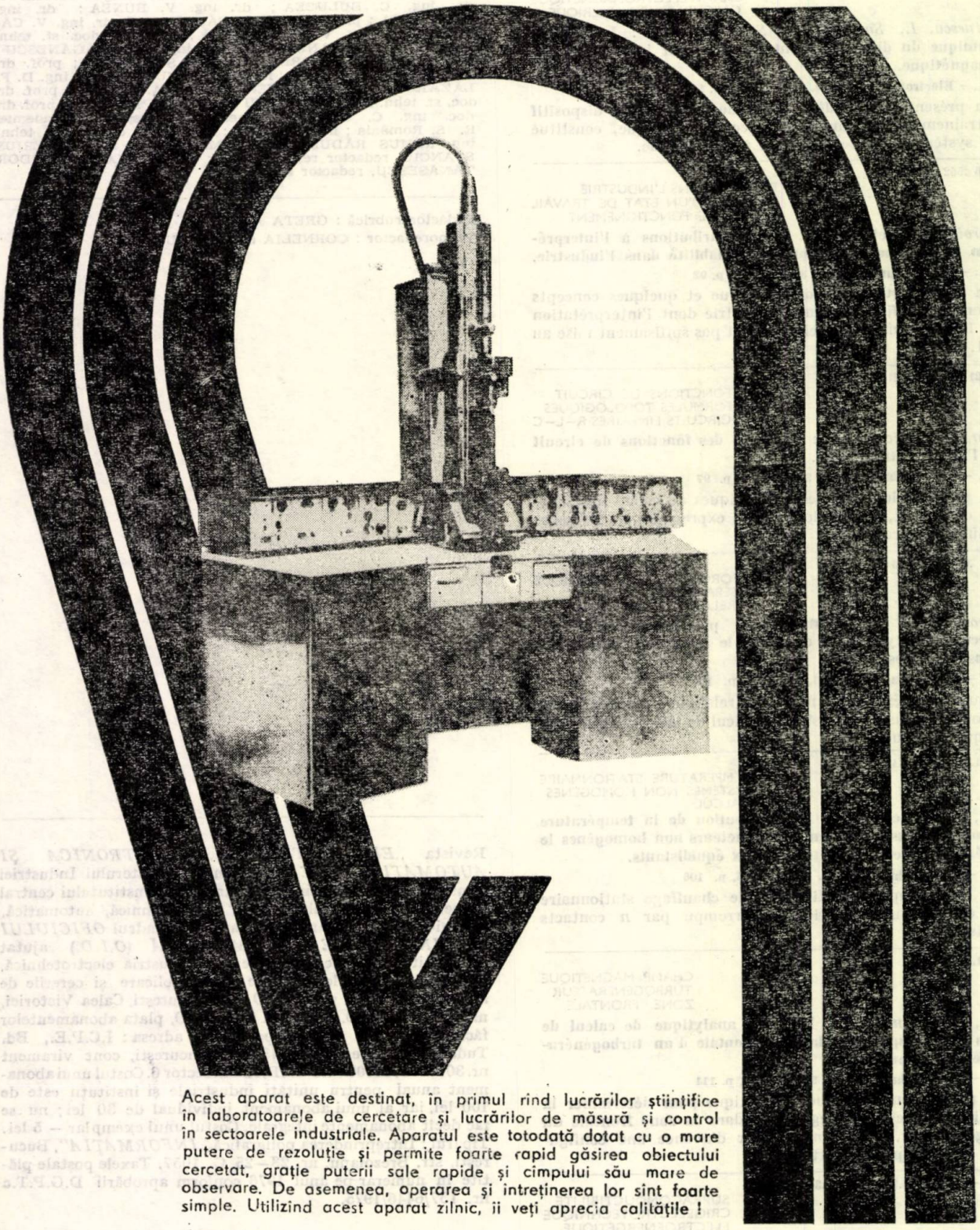
Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*) ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45–47, Bucureşti, cont virament nr. 3015516701006–BI-SMB, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23–25. C. 1057. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.T.c nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64–66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.16.31

Microscop electronic TESLA BS 540



Acest aparat este destinat, în primul rînd lucrărilor științifice în laboratoarele de cercetare și lucrărilor de măsură și control în sectoarele industriale. Aparatul este totodată dotat cu o mare putere de rezoluție și permite foarte rapid găsirea obiectului cercetat, grație puterii sale rapide și cîmpului său mare de observare. De asemenea, operarea și întreținerea lor sînt foarte simple. Utilizînd acest aparat zilnic, îi veți aprecia calitățile !

Avantaje :

— puterea de rezoluție,	7 Å (valoare garantată) ;
— alimentarea de înaltă tensiune,	80 și 120 kV ;
— puterea de mărire,	100—150 000 x.

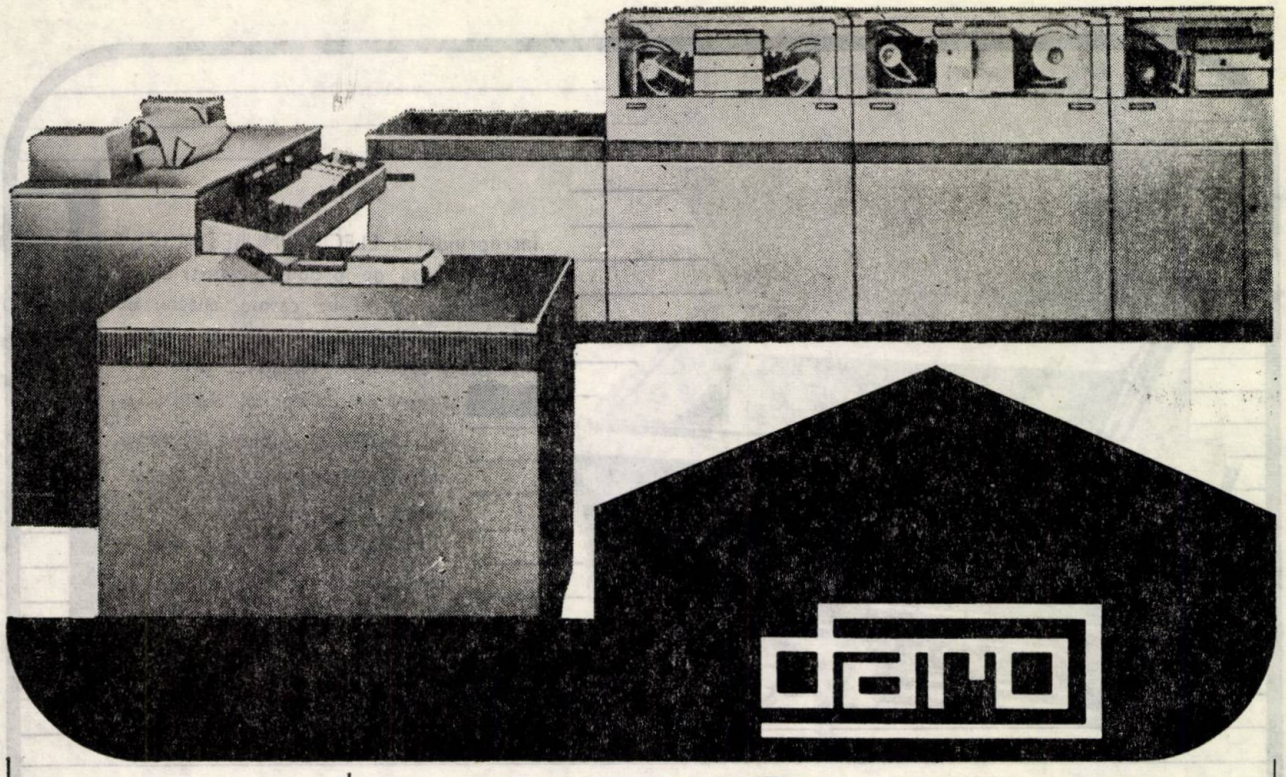
EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

TESLA

Pentru informații suplimentare adresați-vă Întreprinderii de comerț exterior :

KOVO
Soudružská 2081
Praha 10, Cehoslovacia

PUBLICOM



daro

1840

Oricine poate beneficia de avantajele prelucrării electronice a datelor.

În prezent și în viitor se acordă și se va acorda o mare atenție rațională muncii administrative, în interesul unor relații cît mai raționale între diversele cheltuieli. În acest domeniu, prelucrarea electronică a datelor se află pe primul plan și nu va mai fi rezervată exclusiv marilor întreprinderi. Cu mica noastră mașină de prelucrare a datelor **„Daro 1840"** și întreprinderile mici vor putea beneficia de avantajele prelucrării electronice a datelor, de exemplu, în calculul salariilor, ceea ce înseamnă mari economii de forță de muncă administrativă, precum și eliminarea pe scară largă a greșelilor.

„Daro 1840" se poate folosi cu aceeași eficiență și pentru evidențe contabile sau financiare, pentru gestiunea depozitelor, precum și pentru facturări și decontări.

La cererea dv. vă trimitem cu plăcere orice informații detaliate.

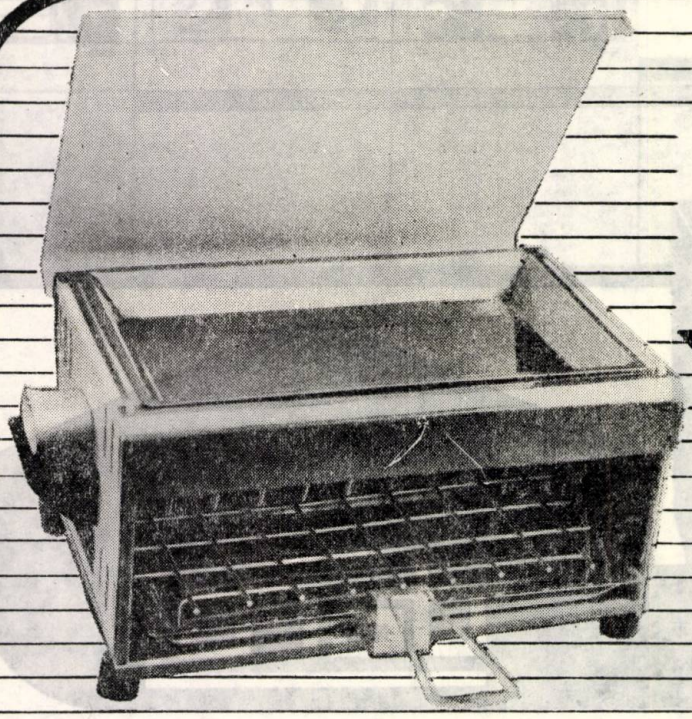
Daro 1840

- este o mașină eficientă, de capacitate medie pentru prelucrarea datelor și dispune de o avantajoasă evidență magnetică a conturilor ;
- datorită unei dotări flexibile și unor dispozitive periferice multilaterale, ea poate fi bine adaptată oricăror cereri ale beneficiarilor ;
- „software„ orientat spre problemele practice garantează reducerea cheltuielilor de pregătire a utilizării mașinii ;
- o unitate centrală liber programabilă, cu o capacitate de memorizare pînă la 1024 de cuvinte cu cîte 16 poziții și memorie extensibilă ;
- șapte canale de introducere, respectiv extragere ;
- o unitate de introducere și extragere cu tastatură numerică și alfanumerică, precum și o imprimantă de serie, la alegere, cu 20 sau 100 de semne pe secundă.

PUBLICOM

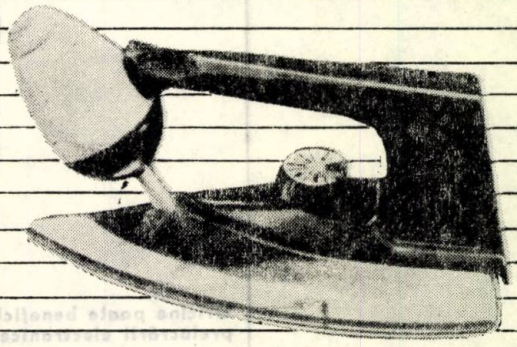
Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR-108 Berlin, Friedrichsstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik
(Republica Democrată Germană)

bme



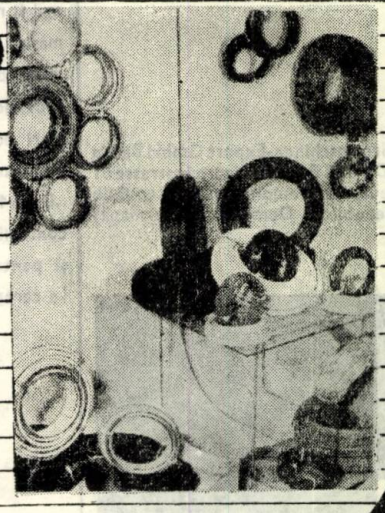
Întreprinderea ELECTROMUREŞ vă oferă o gamă largă de produse industriale şi electrocalorice de uz casnic, antene de televiziune, maşini de calculat electromecanice, conductori electrici, diverse tipuri de cordoane, cabluri de înaltă tensiune şi înaltă frecvenţă, cablaje electrice pentru autovehicule şi tractoare etc.

Produsele sînt realizate în mare varietate de forme, dimensiuni şi culori, la un înalt nivel calitativ.



Electromureş

4 300 Tg-Mureş str. Kossuth Lajos nr. 112—114. Telefon: 11 817—11 818—11 486. Telex: 035249



ELECTRO MUREŞ

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Anul 24 ELECTROTEHNICA nr. 3 Bucureşti, aprilie 1976

CZ 621.313.3

DISPOZITIV DE ACŢIONARE
CÎMP ELECTROMAGNETIC
CALCULATOR NUMERIC

Regimul dinamic al dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic

ION MARINESCU, MIMI SASU, MIHAI ŞERBĂNESCU* — Bucureşti

O aplicaţie relativ recentă a acţiunilor ponderomotoare determinate de cîmpurile magnetice intense, rapid variabile în timp, o constituie dispozitivele de acţionare prin impuls electromagnetic [1—2].

Cîmpul magnetic intens este produs prin descărcarea unei baterii de condensatoare de înaltă tensiune C (fig. 1), prin spirele unei

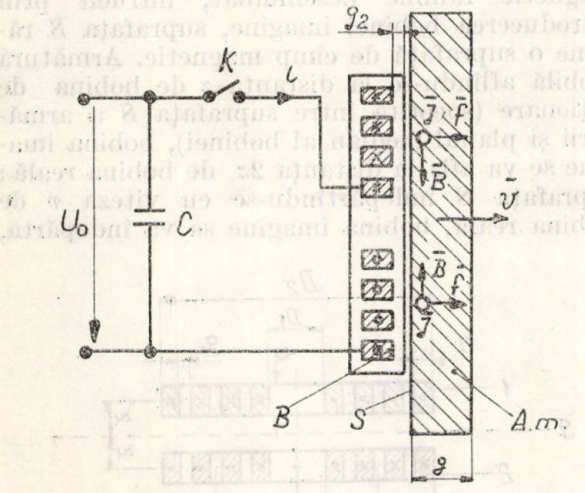


Fig. 1. Principiul de funcţionare a dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic :
C — baterie de condensatoare; K — aparat de conectare; B — bobină de acţionare; $A.m.$ — armătură mobilă; S — suprafaţa armăturii mobile.

bobine de acţionare 1 avînd formă discoidală. Parametrii circuitului sînt astfel aleşi încît regimul de descărcare este oscilatoriu amortizat. Cîmpul magnetic avînd inducţia magnetică $\overline{B}$ rapid variabilă în timp, determină apariţia unor curenţi turbionari cu densitatea $\overline{J}$ în masa metalică a armăturii mobile, aflată în vecinătatea bobinei de acţionare.

Întrucît forţa rezultantă are un caracter impulsiv, putînd ajunge la valori de ordinul a 10^4 kgf într-un interval de timp de 50 μs [2], deplasarea armăturii mobile se face extrem de rapid, dispozitivul fiind foarte indicat, astfel, pentru acţionări sincrone.

Problema calculului forţelor care acţionează asupra armăturii mobile a fost abordată de Basu [3], prin divizarea conductorului masiv în elemente filiforme străbătute de curent, bazat pe metoda sugerată de Graneau [4]. Pentru utilizarea teoremei forţelor generalizate se determină o inductivitate echivalentă a sistemului, folosind matrice care cuprind inductivităţile proprii şi mutuale ale conductoarelor filiforme astfel formate. Distribuţia de curent în conductorul masiv fiind însă pronunţat neuniformă, împărţirea armăturii mobile în conductoare elementare şi determinarea inductivităţilor mutuale devine complicată.

În 1970, Basu [5] rezolvă ecuaţiile cîmpului electromagnetic pentru sistemul bobină — armătură mobilă, determinînd intensitatea cîmpului magnetic, densitatea curenţilor turbionari şi forţa electromagnetică. Ţinînd seama de regimul dinamic al dispozitivului de acţionare, se calculează şi parametrii cinematici ce caracterizează mişcarea armăturii mobile. Limitarea acestei lucrări rezultă din faptul că este studiat cazul bobinei de acţionare monospiralată; ipoteza este simplificatoare pentru calcul, dar conduce la o îndepărtare de cazul real, în care bobina de acţionare are, de fapt, mai mute spire, iar alegerea numărului optim al acestora constituie una dintre problemele importante ale proiectării. În afară de aceasta, deşi se calculează valorile variabile în timp ale

* Dr. ing. *I. Marinescu* este şeful laboratorului A.C.M.T., ing. *M. Şerbănescu* este cercetător ştiinţific, iar dr. ing. *Mimi Sasu* este cercetător ştiinţific principal la Centrul de calcul electronic din I.C.P.E.-Bucureşti.

rezistenţei şi inductivităţii sistemului, pentru determinarea curentului se foloseşte o expresie dedusă pentru cazul circuitului *RLC* — serie cu parametrii constanţi. Această nepotrivire implică şi o denaturare a valorilor obţinute în continuare pentru parametrii cinematici pe baza acestui curent.

În lucrarea de faţă se foloseşte o metodă mai simplă de studiu a regimului dinamic pentru cazul dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic. Metoda ţine seama de variaţia reală în timp a curentului şi este aplicabilă şi în cazul bobinelor de acţionare cu mai multe spire.

1. Modelul teoretic

La dispozitivele de acţionare prin impuls electromagnetic de înaltă tensiune, frecvenţa f utilizată este de aproximativ 10 kHz, iar materialul folosit pentru construcţia armăturii mobile este nemagnetic şi cu o conductivitate electrică σ ridicată. Drept urmare, adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic în semispaţiul conductor:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu_0}}, \tag{1}$$

este foarte scăzută, de ordinul zecimilor de milimetru. Se poate, aşadar, înlocui armătura mobilă avînd grosimea $g \gg \delta$ (fig. 1), printr-un semispaţiu conductor mobil (fig. 2). Prin aceas-

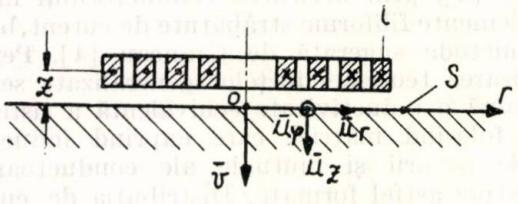


Fig. 2. Model teoretic intermediar.

tă înlocuire se neglijează (ca şi în [5]) efectul de capăt datorat dimensiunii finite după axa *Or* a armăturii mobile.

Intensitatea cîmpului electric care apare prin inducţie electromagnetică în armătura mobilă este:

$$\bar{E} = -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - (\bar{B} \times \bar{v}), \tag{2}$$

unde: $\bar{A}$ este potenţialul magnetic vector;
$\bar{B}$ — inducţia magnetică;
$\bar{v}$ — viteza armăturii mobile.

În expresia (2) primul termen reprezintă componenta de transformare iar, al doilea, componenta de mişcare a cîmpului electric. Întrucît δ este foarte mic, în armătura mobilă cîmpul electromagnetic este caracterizat printr-un regim de refulare netă, în care suprafaţa conductorului este, practic, suprafaţă de cîmp magnetic. În acest caz, pentru sistemul triortogonal de coordonate cilindrice (r, φ, z), rezultă:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= E_\varphi \bar{u}_\varphi; \\ \bar{A} &= A_\varphi \bar{u}_\varphi; \\ \bar{B} &= B_r \bar{u}_r, \end{aligned} \tag{3}$$

iar (2) devine:

$$E_\varphi = -\frac{\partial A_\varphi}{\partial t} + B_r v. \tag{4}$$

Utilizînd relaţiile din [6] şi estimînd mărimile celor două componente ale intensităţii cîmpului electric pentru cazul în care viteza are valoarea cea mai mare (presupusă de 50 m/s), se obţine componenta de mişcare ca fiind neglijabilă faţă de componenta de transformare. În cele ce urmează se va lua, deci, în consideraţie numai componenta de transformare a cîmpului electric, ipoteză de calcul adoptată, de altfel, şi în [5].

Stabilirea modelului teoretic final se face ţinînd seama de regimul de refulare netă a cîmpului electromagnetic. Folosind metoda imginilor [7], se înlocuieşte semispaţiul conductor din figura 2 cu o bobină fictivă, identică cu cea reală, situată simetric faţă de suprafaţa S şi parcursă de curentul i (fig. 3). Cîmpul magnetic rămîne neschimbat, întrucît prin introducerea bobinei imagine, suprafaţa S rămîne o suprafaţă de cîmp magnetic. Armătura mobilă aflîndu-se la distanţa z de bobina de acţionare (socotită între suprafaţa S a armăturii şi planul median al bobinei), bobina imagine se va afla la distanţa $2z$ de bobina reală; suprafaţa S îndepărtîndu-se cu viteza v de bobina reală, bobina imagine se va îndepărta,

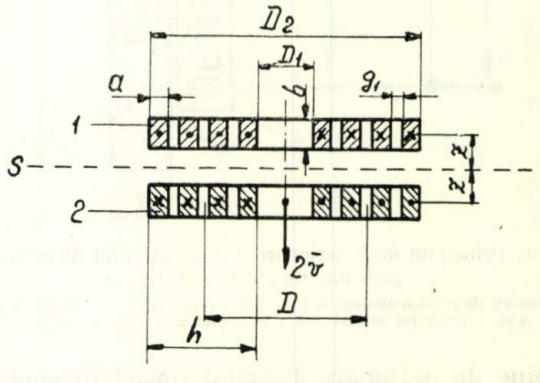


Fig. 3 Model teoretic final:
1 — bobina de acţionare (reală); 2 — bobina imagine.

aşadar, cu viteza $2v$ de bobina reală. Rezultă, în final, că armătura mobilă aflată în mişcare cu viteza v se înlocuieşte printr-o bobină imagine parcursă de curentul i, care se deplasează cu viteza $2v$ în sensul îndepărtării de bobina reală.

2. Ecuația circuitului de descărcare și forța activă

Pentru circuitul de descărcare a bateriei de condensatoare din figura 1, se notează :

C — capacitatea bateriei de condensatoare ;
L_e — inductivitatea compusă din inductivitatea căilor de curent, a condensatoarelor și a aparatului de conectare K ;
R_e — rezistența compusă din rezistența căilor de curent, a condensatoarelor și a aparatului de conectare K ;
R_b — rezistența bobinei de acționare ;
$\Phi(t)$ — fluxul magnetic prin bobina de acționare, în vecinătatea căreia se află armătura mobilă ;
U_o — tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare.

Cu aceste notații, schema echivalentă a circuitului de descărcare se poate alcătui ca în figura 4.

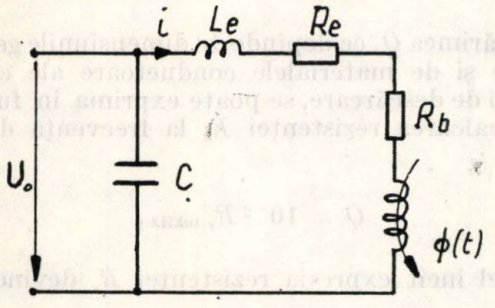


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului de descărcare.

Cu forma instantanee generală a celei de-a doua teoreme a lui Kirchhoff se obține ecuația integro-diferențială :

$$(R_e + R_b)i + L_e \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}\Phi(t)}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{c}\int_o^t i\,\mathrm{d}t = U_0. \tag{5}$$

Pentru fluxul magnetic $\Phi(t)$ se poate scrie relația lui Maxwell privitoare la inductivități :

$$\Phi(t) = \Phi_{rr}(t) + \Phi_{ri}(t) = L_b i(t) - M(t)i(t), \tag{6}$$

unde :

$\Phi_{rr}(t)$ este fluxul magnetic prin bobina reală produs de bobina reală ;
$\Phi_{ri}(t)$ — fluxul mgnetic prin bobina reală produs de bobina imagine ;
L_b — inductivitatea proprie a bobinei reale, constantă în timp ;
$-M(t)$ — inductivitatea mutuală dintre bobina reală și bobina imagine, negativă.

Mărimea M depinde de timp prin intermediul distanței $2z$ dintre cele două bobine, distanță variabilă în cursul mișcării armăturii mobile :

$$M(t) = M[z(t)]. \tag{7}$$

Cu (6), ecuația circuitului capătă forma :

$$(R_e + R_b)i + (L_e + L_b)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(Mi) + \frac{1}{c}\int i\,\mathrm{d}t = U_0. \tag{8}$$

Pentru calculul forței electromagnetice care acționează asupra armăturii mobile, sau în cazul modelului adopat asupra bobinei imagine, se va folosi ca și în [2] sau [8] teorema forțelor generalizate ; în cazul de față în care curenții din bobina reală și bobina imagine au valori egale, rezultă :

$$F_{em} = -i^2 \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}z}. \tag{9}$$

Deoarece derivata $\frac{dM}{dz}$ este negativă, forța electromagnetică se va obține întotdeauna pozitivă, acționînd deci, în sensul măririi distanței z.

Cu notațiile din figura 3 pentru calculul inductivităților [9] se folosesc relațiile ;

$$L_b = \frac{\mu_0}{8\pi} N^2 D\psi, \tag{10}$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} N^2 D\varphi(z). \tag{11}$$

unde :

N este numărul de spire al bobinei ;

$$N = \frac{h + g_1}{a + g_1}; \tag{12}$$

$$h = \frac{D_2 - D_1}{2}; \tag{13}$$

$$D = \frac{D_2 + D_1}{2}; \tag{14}$$

$\psi = \psi\left(\frac{h}{D}\right)$ — funcție tabelată ;

$$\varphi(z) \cong \pi\left[\left(1 + \frac{3}{4}\beta^2 + \frac{\rho^2}{24} - \frac{15}{64}\beta^4 +\right.\right.$$

$$+\frac{7}{64}\beta^2\rho^2\Big)\ln\frac{16}{\beta^2+\rho^2}+\Big(1+\frac{5}{8}\beta^2-$$

$$-\frac{161}{576}\beta^4+\frac{5}{8}\beta^2\rho^2\Big)\frac{\beta^2}{\rho^2}\ln\frac{\beta^2+\rho^2}{\beta^2}-$$

$$-4\Big(1+\frac{2}{3}\beta^2-\frac{2}{5}\beta^4+\frac{2}{9}\beta^2\rho^2\Big)\frac{\beta}{\rho}\operatorname{arctg}\frac{\rho}{\beta}-$$

$$-\Big(1+\frac{37}{24}\beta^2+\frac{43}{144}\rho^2-\frac{301}{360}\beta^4-\frac{\beta^2\rho^2}{720}\Big)\Big]; \quad (15)$$

$$\beta=\frac{2z}{D}. \quad (16)$$

$$\rho=\frac{h}{D}; \quad (17)$$

Pentru momentul inițial $t=0$, poziția inițială a armăturii mobile este caracterizată de valoarea:

$$Z|_{t=0}=z_0=\frac{b}{2}+g_2, \quad (18)$$

unde g_2 este grosimea izolației între spirele bobinei și armătura mobilă (fig. 1).

Rezistența în curent alternativ a bobinei este dată de relația:

$$R_b=k_R\frac{\rho\pi DN}{ab}, \quad (19)$$

unde k_R este factorul de creștere în alternativ a rezistenței, iar ρ — rezistivitatea materialului bobinei. În regim pronunțat de refulare a curentului, factorul k_R [7] are expresia:

$$k_R=\frac{\alpha a}{2\pi}\ln\frac{4b}{a}, \quad (20)$$

unde:

$$\alpha=\frac{1}{\delta}=\sqrt{\pi f\sigma\mu_0}, \quad (21)$$

σ fiind conductivitatea electrică a materialului bobinei, iar f — frecvența curentului. În cursul deplasării armăturii mobile, frecvența variază datorită modificării inductivității mutuale ($-M$). Pentru poziția inițială a armăturii mobile, inductivitatea mutuală are valoarea constantă ($-M_0$), iar frecvența inițială corespunzătoare este:

$$f_i=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{(L_e+L_b-M_0)C}-\frac{(R_e+R_b)^2}{4(L_e+L_b-M_0)^2}}. \quad (22)$$

Ținînd seama de valorile uzuale ale parametrilor acestui tip de circuite, se poate considera, cu o bună aproximație:

$$f_i\cong\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_e+L_b-M_0)C}}. \quad (23)$$

Cu relațiile (20), (21), (23) și pentru cazul spirelor din cupru, expresia (19) a rezistenței în curent alternativ a bobinei devine:

$$R_b=\frac{0{,}133\cdot10^{-6}DN\ln\frac{4b}{a}}{b}\sqrt{f_i}. \quad (24)$$

Pentru conductoarele cu rezistența R_e, regimul de refulare a curentului fiind tot pronunțat, conform [7], se poate stabili o expresie analoagă:

$$R_e=Q\sqrt{f_i}. \quad (25)$$

Mărimea Q, ce depinde de dimensiunile geometrice și de materialele conductoare ale circuitului de descărcare, se poate exprima în funcție de valoarea rezistenței R_e la frecvența de 10 kHz:

$$Q=10^{-2}R_e|_{10\text{kHz}}, \quad (26)$$

astfel încît expresia rezistenței R_e devine:

$$R_e=10^{-2}R_e|_{10\text{kHz}}\sqrt{f_i}. \quad (27)$$

3. Ecuațiile de mișcare și forța rezistentă

Notînd cu F_r forța rezistentă opusă mișcării armăturii mobile și cu m — masa echipajului mobil (armătura mobilă plus contactul mobil), ecuația de mișcare a echipajului mobil este:

$$m\frac{d^2z}{dt^2}=F_{em}-F_r. \quad (28)$$

În cazul în care forța rezistentă este datorată numai frecării au aerul și frecărilor din lagăre, care devin importante la vitezele ridicate, caracteristice acestui tip de dispozitiv, expresia forței rezistente este:

$$F_r=kv\quad k\frac{dz}{dt}, \quad (29)$$

unde: v este viteza de deplasare a echipajului mobil, iar k — un coeficient global de vîscozitate aerodinamică și frecare mecanică.

Masa echipajului mobil se mai poate exprima sub următoarea formă:

$$m = q D_2^2 + m_e, \tag{30}$$

unde q este un coeficient care depinde de greutatea specifică a materialului armăturii mobile și de grosimea acestuia, iar m este masa celorlalte elemente ale echipajului mobil.

4. Sistemul complet de ecuații

Ecuația circuitului de descărcare, ecuația de mișcare și expresiile forțelor activă și rezistentă formează sistemul complet de ecuații ce caracterizează regimul dinamic al dispozitivului de acționare prin impuls electromagnetic:

$$\begin{cases} (R_e + R_b)i + (L_e + L_b)\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(Mi) + \\ \qquad + \dfrac{1}{C}\displaystyle\int_0^t i\,\mathrm{d}t = U_0 \\ m\dfrac{\mathrm{d}^2 z}{\mathrm{d}t^2} = F_{em} - F_r \\ F_{em} = -i^2\dfrac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}z} \\ F_r = k\dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{31}$$

Sistemului complet de ecuații i se adaugă relațiile (10), (11), (23), (24), (27), (30), care explicitează parametrii ce intervin în sisteme. Pentru obținerea principalelor mărimi care descriu funcționarea dispozitivului [$z(t)$, $v(t)$, $i(t)$, f_i], se va rezolva sistemul complet de ecuații prin utilizarea calculatorului digital.

5 Rezolvarea numerică a sistemului complet de ecuații

În vederea întocmirii modelului matematic pentru calculatorul numeric, ecuația (8) se scrie sub forma:

$$(L_e + L_b - M)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \left(R_e + R_b - \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}t}\right)i = u, \tag{32}$$

unde:

$$u = U_0 - \frac{1}{c}\int_0^t i\,\mathrm{d}t. \tag{33}$$

Cu notațiile:

$$y_1 = z;\ y_2 = M;\ y_3 = u;\ y_4 = i;\ y_5 = v \tag{34}$$

și după calcule intermediare, se obține următorul model matematic:

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}y_1}{\mathrm{d}t} = y_5; \\ \dfrac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} = A\left\{\dfrac{4A_6A_{11}}{h^2}y_1^2 + \right. \\ + 8\left[\dfrac{A_2A_{11} - hA_7A_{12}}{h^2} - \right. \\ \left. - \dfrac{A_1 + A_2 - 2A_3}{A_9}\right]y_1 + A_5A_{10} - \\ \left. - A_8 - \dfrac{8A_3A_{12}}{h}\right\}y_5; \\ \dfrac{\mathrm{d}y_3}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{1}{c}y_4; \\ \dfrac{\mathrm{d}y_4}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{L_e + L_b - M}y_3 - \\ - \dfrac{R_e + R_b - \dfrac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}t}}{L_e + L_b - M}y_4; \\ \dfrac{\mathrm{d}y_5}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{y_4^2}{my_5}\dfrac{\mathrm{d}y_2}{\mathrm{d}t} - \dfrac{k}{m}y_5, \end{cases} \tag{35}$$

cu condițiile inițiale:

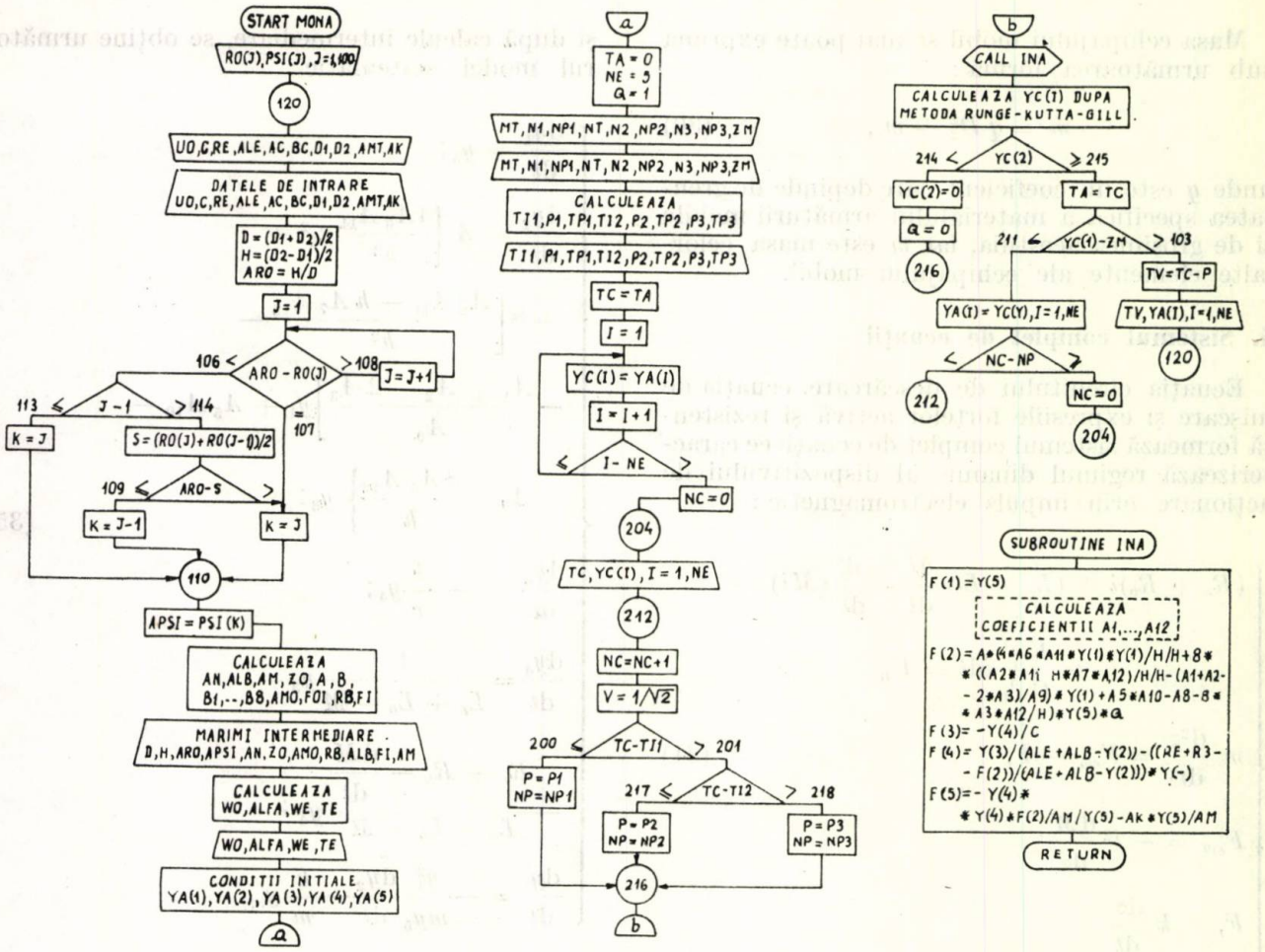
$$y_1(0) = z_0;\ y_2(0) = M_0;\ y_3(0) = U_0;$$
$$y_4(0) = 0 \quad y_5(0) = 10^{-6}. \tag{36}$$

Expresiile coeficienților care intervin în (35) sînt date în anexă.

Pentru rezolvarea numerică a sistemului de ecuații diferențiale (35), s-a utilizat metoda de aproximare Runge-Kutta-Gill. Algoritmul de rezolvare este prezentat în schema logică de program din figura 5.

Programul de calcul MONA, care urmărește algoritmul expus grafic în figura 5, a fost scris în limbajul de programare FORTRAN, pentru calculatorul numeric ICL 1902 A. Pe baza datelor de intrare U_0, C, R_e, L_e, a, b, D_1, D_2, m_e și k, se calculează valorile parametrilor D, h, N, z_0, M_0, f_i, R_b, L_b și m, conform relațiilor de la punctele 2 și 3. Calculul funcțiilor $z(t)$, $M(t)$, $u(t)$, $i(t)$ și $v(t)$ se face pe baza subrutinei INA.

În figura 6 sînt prezentate curbele de variație în timp ale distanței z dintre armătura mobilă și bobină, vitezei v și curentului prin circuitul de descărcare, obținute cu ajutorul calculatorului numeric, prin folosirea modelelor anterior prezentate.



↑ Fig. 5. Schema logică a programului principal şi a subrutinei.

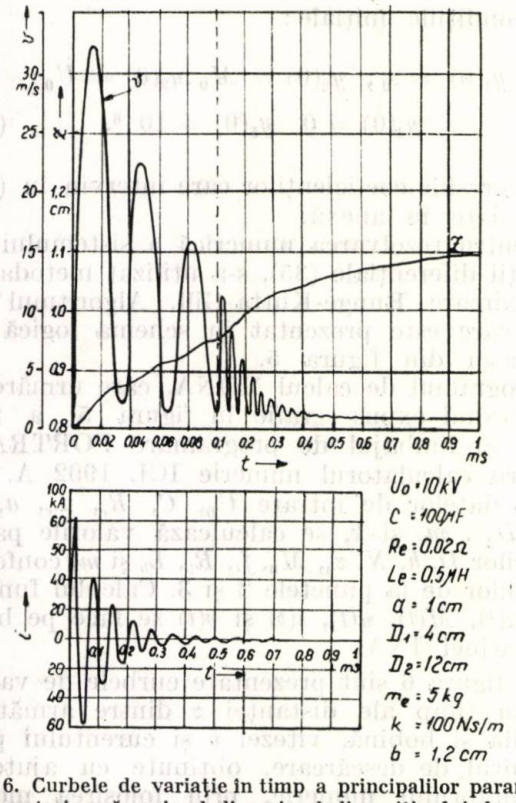


Fig. 6. Curbele de variaţie în timp a principalilor parametri ce caracterizează regimul dinamic al dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic.

Se observă scăderea frecvenţei oscilaţiilor curentului odată cu îndepărtarea armăturii mobile de bobina de acţionare, precum şi continuarea deplasării echipajului mobil şi după amortizarea completă a curentului.

6. Concluzii

Ţinîndu-se seama de regimul net de refulare a cîmpului eletromagnetic, în cazul dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic, se înlocuieşte sistemul bobină-conductor masiv mobil, prin sistemul fictiv bobină-bobină imagine mobilă. Prin folosirea acestei metode, specifică calculului cîmpurilor eletromagnetice în vecinătatea unor conductoare masive, se evită erorile care apar atunci cînd calculul inductivităţilor conductorului masiv se face prin asimilarea zonelor prezumate a fi străbătute de curenţi, cu circuite sau porţiuni de circuite electrice filiforme.

Sistemul de ecuaţii obţinut prin analiza acestui model teoretic, caracterizează complet regimul dinamic al dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic. Se ţine seama de variaţia reală în timp a curentului, iar metoda este aplicabilă şi în cazul bobinelor de acţionare cu mai multe spire.

Pentru rezolvarea sistemului complet de ecuaţii este realizat un program de calcul pentru calculatorul digital, reprezentîndu-se apoi pentru un caz concret, curbele de variaţie în timp a principalilor parametri ai regimului dinamic, calculaţi în acest mod.

ANEXA

Expresii ale coeficienţilor care intervin în sistemul de ecuaţii (35):

$$A = \pi 10^{-7} N^2 D,$$

$$B = \frac{1}{D^2},$$

$$A_1 = 1 + \frac{h^2 B}{24} + \left(\frac{7h^2B^2}{16} + 3B\right) y_1^2 - \frac{15\,B^2}{4} y_1^4,$$

$$A_2 = 1 + \frac{5}{2}(h^2B^2 + B) y_1^2 - \frac{161\,B^2}{36} y_1^4,$$

$$A_3 = 1 + \frac{8}{9}(h^2B^2 + 3B) y_1^2 - \frac{32\,B^2}{5} y_1^4,$$

$$A_4 = 1 + \frac{43\,h^2B}{144} - \frac{1}{6}\left(\frac{h^2B^2}{30} - 37B\right) y_1^2 - \frac{602\,B}{45} y_1^4,$$

$$A_5 = \left(\frac{7h^2B^2}{8} + 6B\right) y_1 - 15\,B^2 y^3,$$

$$A_6 = 5(h^2B^2 + B) y_1 - \frac{161\,B^2}{9} y_1^3,$$

$$A_7 = \frac{16}{9}(h^2B^2 + 3B) y_1 - \frac{128\,B^2}{5} y_1^3,$$

$$A_8 = \left(\frac{37B}{3} - \frac{h^2B^2}{90}\right) y_1 - \frac{2408\,B^2}{45} y_1^3,$$

$$A_9 = 4y_1^2 + h^2,$$

$$A_{10} = \ln \frac{16\,D^2}{A_g},$$

$$A_{11} = \ln \frac{A_g}{4y_1^2},$$

$$A_{12} = \operatorname{arctg} \frac{h}{2y_1},$$

$$B_1 = 1 + \frac{h^2\,B}{24} + \left(\frac{7h^2\,B^2}{16} + 3B\right) z_0^2 - \frac{15\,B^2}{4} z_0^4,$$

$$B_2 = 1 + \frac{5}{2}(h^2B^2 + B) z_0^2 - \frac{161\,B^2}{36} z_0^4,$$

$$B_3 = 1 + \frac{8}{9}(h^2B^2 + 3B) z_0^2 - \frac{32\,B^2}{5} z_0^4,$$

$$B_4 = 1 + \frac{43\,h^2B}{144} - \frac{1}{6}\left(\frac{h^2B^2}{30} - 37B\right) z_0^2 - \frac{602\,B^2}{45} z_0^4,$$

$$B_5 = 4z_0^2 + h^2,$$

$$B_6 = \ln \frac{16\,D^2}{B_5},$$

$$B_7 = \ln \frac{B_5}{4z_0^2},$$

$$B_8 = \operatorname{arctg} \frac{h}{2z_0}.$$

Bibliografie

[1] *Waghorne, J. H., Smith, H. A.* High speed device for interrupting and completing HV power circuits. U.S. Patent 3268687, aug 1966.

[2] *Otani, K., Sahata, K., Ide, M.* Synchronous air blast circuit breaker for 1 cycle interruption. In: Toshiba Rev. **20**, 1965, nr. 5, p. 1—9.

[3] *Basu, S.* Analysis of an electromagnetically driven impulse motor. M.A. Sc. thesis, Univ. of Waterloo, Ontario Canada, mai 1968.

[4] *Graneau, P.* Steady — state electrodynamics of o cylinder body in axial motion. In: Journal of Electron and Contr., nr. **14**, 1963, p. 459—480.

[5] *Basu, S.* Electrodynamics of a pulsed magnetic power device. Doctor of Philosophy thesis, Univ. of Waterloo, Ontario, Canada, august 1970.

[6] *Durand, E.* Magnétostatique. Paris, Masson et C-ie, 1968.

[7] *Mocanu, C. I.* Bazele electrotehnicii. Curenţi variabili în conductoare masive. Litografia Inst. politehnic-Bucureşti. 1969.

[8] *Smith, W. E.* Electromagnetic levitation forces and effective inductance in axially symmetric systems. In: Brit. J. Appl. Phys., nr. **16**, martie 1965, p. 377—383.

[9] *Kalantorov, P. L. Ţeitlin, L. A.* Calculul inductanţelor. Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

Intrat în redacţie la 8. VIII. 1975

CZ 658.562:621.004.64

FIABILITATE ÎN INDUSTRIE
MENTENABILITATE
REGIM DE FUNCȚIONARE

Contribuții la interpretarea și normalizarea fiabilității în industrie

D. F. LĂZĂROIU, C. N. ARIE* — București

Dezvoltarea continuă și în ritmuri înalte a tuturor ramurilor economiei naționale impune, în mod obiectiv, asigurarea tot mai fermă a creșterii nivelului calitativ[1] al produselor, ca o componentă principală a progresului tehnic.

Concomitent cu creșterea nivelului calității este necesară, în măsură tot mai mare asigurarea unei bune comportări în exploatare a produselor, exprimată printr-o fiabilitate ridicată, perstabilită încă din perioada de concepție, realizată în cadrul fabricației și menținută în perioada exploatării și întreținerii.

Acest punct de vedere a stat de altfel la baza Legii nr. 2/1970 privind asigurarea și controlul calității produselor și a Legii nr. 63/1971 privind siguranța în funcționare a mașinilor, utilajelor, instalațiilor, cazanelor, aparaturii de măsură, control și automatizare din organizațiile socialiste de stat.

Ulterior, prin ordinele ministerelor de resort, cît și pe baza „certificatului de garanție" introdus pe baza Decretului nr. 282/1973 privind certificarea calității produselor, lucrărilor și serviciilor, cu o accepțiune diferită față de aceea care a existat în perioada precedentă, obligațiile ce revin întreprinderilor constructoare în privința asigurării fiabilității produselor, în cadrul creșterii responsabilității acestora în domeniul calității, au devenit din ce în ce mai explicite. În prezent, întreprinderilor le revine sarcina de a introduce indicatorii de fiabilitate și, eventual, prin standarde.

Ținînd seama și de tendințele manifestate pe plan mondial, în ramuri industriale extrem de variate, privind introducerea și respectarea indicatorilor de fiabilitate, este de mare actualitate, în țara noastră, preocuparea continuă a producătorilor și a cercetătorilor în privința stabilirii condițiilor de recepție și a performanțelor produselor, inclusiv din punctul de vedere al fiabilității, probleme a căror rezolvare prezintă o mare importanță economică.

Prin ideile expuse în lucrarea de față, încercăm să clarificăm unele puncte de vedere și să formulăm răspunsuri la întrebări cu privire la fiabilitate, pe care și le pun mulți specialiști, sau să clarificăm unele concepte, a căror interpretare în literatură nu este suficient de clară.

* Dr. ing. *D. F. Lăzăroiu* este profesor la Institutul politehnic-București, iar ing. *C. N. Arie* este cercetător principal la ICPE.

1. Căile de stabilire și atestare a fiabilității

Sensul fiabilității este, în fond, stabilirea cantitativă, respectiv atestarea menținerii calității produsului[2] în timp, adică în cursul exploatării sale.

Avînd în vedere greutatea stabilirii unor condiții de simulare în laborator, cît mai apropiate de condițiile de exploatare, atît în ce privește valorile medii, cît și abaterile mai mult sau mai puțin obișnuite ce pot surveni, în ceea ce privește mărimile de constrîngere aplicate produsului, determinarea fiabilității unui produs pe cale *operațională* (în exploatare) este una din metodele curent folosite. Dacă sub aspectul costurilor această metodă prezintă unele avantaje, principalul ei neajuns rezidă în lipsa reproductibilității încercării.

A doua metodă, cea de *compilație* (experimentală, de simulare), care implică incovenientul costurilor ridicate impuse de numărul mare al exemplarelor observate, costul ridicat al aparaturii și dispozitivelor necesare încercării, cît și, eventual, cel al energiei cheltuite și al spațiilor de încercare, prezintă, în schimb, avantajul de netăgăduit al reproductibilității și al posibilității de stabilire mai precisă a condițiilor limită, atît de necesare proiectării produsului, în vederea îmbunătățirii fiabilității sale.

Este știut că în fiabilitate variabila aleatoare este timpul. Oare atunci, în cazul echipamentelor reparabile și mentenabile[3], în scopul stabilirii fiabilității, nu putem să folosim informațiile obținute pe același produs, care s-a defectat de mai multe ori, evitînd astfel costul ridicat al încercării pe un număr mai mare de exemplare?

Bineînțeles acest lucru este posibil, cu condiția a două ipoteze :

— prima, că produsul testat reprezintă, realmente, exemplul mediu (tipic) al unei fabricații integrate și stabilizate ;

— a doua, că reparabilitatea produsului ascultă de legea exponențială.

Într-adevăr, se confirmă prin prima condiție *utilitatea* obținerii unui indicator de fiabilitate, iar prin cea de-a doua condiție *valabilitatea* indicatorului de fiabilitate.

În aceste condiţii, cerinţa de a obţine indicatorii de fiabilitate pe prototip, aşa cum deseori se solicită de beneficiari, este sau nu justificată?

Înainte de a da un răspuns în acest caz, să analizăm unele aspecte ale caracterului finalităţii încercărilor de fiabilitate. Din acest punct de vedere, dispunem de două tipuri de încercări :

— *încercări de performanţă*, cu caracter determinativ, care dau informaţii cît mai complete asupra fiabilităţii produsului ;

— *încercări de conformitate*, cu caracter de control sau de atestare a unei valori prescrise a indicatorului de fiabilitate a produsului.

De aici se desprinde clar aspectul de investigare, specific proiectării în primul caz, respectiv aspectul de inspecţie şi control în cel de-al doilea. În acest sens, deci, putem admite ideea verificării fiabilităţii unui prototip, ca încercare de performanţă, avînd în vedere şi acele încercări ce permit tragerea unor concluzii de către proiectant privind comportarea produsului elaborat, în raport cu „punctele sale slabe", precum şi comparativ cu alte construcţii verificate, din a căror familie constructiv-tehnologică face parte produsul. Acest mod de a privi problema fiabilităţii la nivelul prototipului se aseamănă, în oarecare măsură, cu cea a verificării machetei unei construcţii în condiţii de similitudine, verificare strict utilă constructorului pentru justificarea soluţiei adoptate.

Nu poate fi vorba, deci, de o garanţie, sau de o prescriere a fiabilităţii unui prototip executat şi livrat, nici de un control al fiabilităţii prototipului, ţinînd seama şi de faptul că fiabilitatea unui produs nou, neintrat încă în exploatare, este afectată şi de procesul tehnologic ales, ce diferă substanţial de cel al fabricaţiei curente, atît prin aspectul mai mult sau mai puţin „îngrijit" de realizare a unui prototip, cît şi prin soluţiile de fabricaţie, puternic diferite uneori între prototip şi serie, mai ales din punctul de vedere al nivelului echipării tehnologice.

2. Fiabilitatea la nivelul proiectării

Afirmaţia că fiabilitatea se asigură la proiectare este un dicton care exprimă un adevăr incontestabil. Ce trebuie însă să aibă în vedere proiectantul de astăzi, faţă de modul anterior de tratare a problemei?

În primul rînd, în cazul echipamentelor redondante[4], proiectantul va trebui să cunoască destul de bine calculul probabilităţilor pentru alegerea structurilor cele mai potrivite, care optimizează problemele puse de fiabilitate şi disponibilitate[5], pe de o parte, şi cost, pe de altă parte. De asemenea, cunoscînd că fiabilitatea oricărui produs reparabil, asigurată la proiectare şi obţinută în fabricaţie, trebuie păstrată şi în exploatare, tot proiectantului îi revine alegerea soluţiei ce asigură o mentenabilitate ridicată, indicînd în mod expres şi condiţiile de mentenanţă preventivă şi corectivă[6].

În sfîrşit, în cazul instalaţiilor electronice de automatizare, proiectantul va trebui să se orienteze bine la alegerea componentelor, folosind în mod judicios caracteristicile intensităţii de defectare, dependente de condiţiile (macro şi micro) de mediu (în special de temperatură) şi încărcare (în mod deosebit de tensiune şi putere). Numai în aceste condiţii teoretice de proiectare specifice fiabilităţii, însoţite de încercări determinative în condiţii forţate de solicitare, proiectantul poate stabili în mod previzional, cu un grad mai ridicat de siguranţă, fiabilitatea noului său produs.

În această situaţie, revenind asupra concluziilor de la punctul 1, putem spune că nu se poate pretinde garantarea fiabilităţii unui prototip, nici din punct de vedere tehnico-ştiinţific, nici din punct de vedere juridic şi economic. Se poate pretinde o fiabilitate previzională, dar aceasta ascunde unele lipsuri ale concepţiei şi execuţiei, care se vor depista abia la seria zero şi la fabricaţia de serie.

Iată de ce, cu excepţia experimentărilor, utilizarea în exploatare a unor prototipuri, ca de exemplu, în cazul marilor agregate energetice, implică riscuri comune, pe care trebuie să şi le asume atît producătorul, cît şi cel ce le exploatează, pe bază de consens.

3. Riscul alegerii greşite a legii de repartiţie

Să revenim acum la aspectul statistic al determinării fiabilităţii.

Prin caracterul aleator al momentului apariţiei defectelor, acestea se distribuie în timp în conformitate cu natura şi tipul produsului, stabilitatea procesului de fabricaţie şi a tehnologiei de fabricaţie, gradul său de uzură (prematură sau nu), modul de exploatare, complexitatea construcţiei etc., oferind aprioric, în general, o lege necunoscută de distribuţie.

Este adevărat însă că, prin respectarea anumitor condiţii şi făcînd unele ipoteze simplificatoare, se poate atribui unui anumit tip de produs o anumită lege cunoscută de repartiţie, fapt justificat şi de experienţa eventual cîştigată din studiul altor produse similare. Astfel, în cazul produselor reparabile complexe, cum sînt cele electronice şi de automatizare, legea de repartiţie a defectelor corespunde legii exponenţiale, în cadrul vieţii utile[7] a echipamentului.

De asemenea, atît în cazul produselor reparabile, cît şi a celor nereparabile[8], în general, legile ce ajustează repartiţia reală a defectelor de-a lungul timpului sînt, în ordinea utilizării lor : legea normală (Gauss-Laplace), legea lognormală şi legea lui Weibull.

În consecinţă, alegerea unei anumite legi teoretice va trebui justificată atît prin ipotezele emise, cît şi prin experienţă.

Folosirea abuzivă a unei anumite legi, pe motiv de „comoditate", duce sigur la concluzii eronate.

Într-adevăr se ştie că, în general, caracteristica intensităţii (a ratei), de defectare a unui produs prezintă trei regimuri distincte, de-a lungul întregii sale vieţi. Dintre acestea, regiunea mediană, de intensitate constantă, este proprie vieţii utile a produselor, caracterizată prin legea exponenţială, foarte simplu de mînuit în calcule, corespunzător expresiei matematice ce guvernează desfăşurarea în timp a acestor evenimente. Există de multe ori tentaţia greşită a tratării „exponenţiale" a oricărui caz întîlnit, micşorînd astfel probabilitatea acceptării unui produs în regiunea defectelor premature şi mărind-o în cea a defectelor de uzură, denaturîndu-se astfel caracterizarea reală a funcţionării produsului la începutul vieţii, respectiv, în perioada de îmbătrînire.

4. Definirea condiţiilor de mediu şi regim de funcţionare

În afară de asocierea dintre probabilitate şi timp, însăşi prin conceptul noţiunii de fiabilitate este necesar a fi luate în consideraţie şi „condiţiile de funcţionare". Care sînt însă aceste condiţii? Putem oare să le definim tot atît de uşor pentru un echipament luat în întregul lui, cît şi pentru subansamblele sau elementele sale componente? Nu apar destul de pregnant deosebiri între macroclimat, meroclimat şi microclimat (eventual criptoclimat)?

Aici, în spatele acestor deosebiri, stă dificultatea stabilirii indicatorilor de fiabilitate.

Dacă microclimatul este condiţia impusă de mediul circumscris fiecărei componente şi subansamblu în parte, condiţia dependentă atît de mediul ambiant (macroclimat), cît şi de regimul de funcţionare propriu componentei sau subansamblului respectiv, ori a celor învecinate, echipamentul trebuie considerat şi în raport cu condiţiile de climat şi regim de funcţionare impuse ansamblului, condiţii în general constante (în medie) sau lent variabile ori ciclice, mai mult sau mai puţin cunoscute.

Astfel, în stabilirea exactă a parametrilor de fiabilitate, alături de numărul de produse observate şi de durata observată mai apare şi aspectul de severitate a regimului de funcţionare şi cel al condiţiilor de climat.

Este clar că un grad de severitate ridicat, impus echipamentului, se traduce prin nivele de severitate corespunzător mai ridicate pentru componente şi subansamble. De aici şi deducţia logică a fabricării de componente potrivite unor cerinţe în general mai grele. Încălcarea acestei cerinţe, pe motive de economicitate a fabricaţiei, sau datorită imposibilităţii procurării unor materiale componente corespunzătoare, conduce, evident, la o fiabilitate scăzută.

Pe baza celor de mai sus, ajungem la noţiunea de categorie de produs[9], care trebuie avută în vedere încă din primele momente ale alegerii concepţiei tehnologice a unui nou produs.

„Modernizarea", în sensul creşterii cerinţelor de severitate, nu se poate face decît pe baze teoretice bine justificate tehnico-economic şi în urma unor încercări complete de atestare a funcţionalităţii ansamblului în aceste noi condiţii.

5. Mentenanţa (întreţinerea) şi disponibilitatea

Se ştie că pentru obţinerea unei disponibilităţi ridicate a echipamentelor şi sistemelor, importanţa mentenanţei este de prim ordin.

Dacă în cazul echipamentelor electronice şi de automatizare, apariţia defectelor se face în general, conform legii evenimentelor rare (legea Poisson, avînd drept corespondent în planul timpului legea exponenţială), acţiunile de mentenanţă sînt, în general, corective; în cazul echipamentelor mecano-electrice; datorită uzurii mai rapide, însă, necesitatea mentenanţei (întreţinerii) atît corective, cît şi preventive se impune în mod categoric.

În acest caz, alături de celelalte noţiuni necesare confirmării fiabilităţii unui produs, stau şi condiţii bine specificate de mentenanţă, atît preventivă, cît şi corectivă.

În consecinţă, în cadrul oricărui program de încercare vor trebui indicate toate categoriile operaţiilor de mentenanţă preventivă, în principiu identice cu cele din exploatare (înlocuirea de piese, eventuale reglaje, ungerea spălarea etc.), specificînd atît operaţiile de efectuat, cît şi perioadele de intervenţie. De asemenea, în privinţa mentenanţei corective se vor indica nivelele (ansamblele, subansamblele, blocurile funcţionale, modulele etc.), la care se vor efectua reparaţiile sau înlocuirile necesare.

6. Asemănări şi deosebiri esenţiale între metodele statistico-probabilistice folosite în domeniile calităţii şi fiabilităţii

Aşa cum s-a precizat mai sus, este necesar să dispunem de tehnici de calcul potrivite atît în scopul acţiunilor de determinare, cît şi de control privind calitatea şi fiabilitatea produselor.

Fiabilitatea, care prin însăşi definiţie exprimă probabilitatea de bună funcţionare a unui produs pentru un timp dat şi în condiţii de

funcţionare specificate, foloseşte ca şi noţiunea de calitate aceleaşi metode „cantitative" de determinare a indicilor, prin metode statistico-probabilistice. Deosebirea devine fundamentală însă atunci cînd ne referim la *natura variabilei aleatoare*, care este :

— pentru *calitate*[10], număr de defecte ;

— pentru *fiabilitate*, durată de bună funcţionare, pînă la apariţia unui defect.

Din punct de vedere al *scopului urmărit* însă, tehnicile de calcul folosite atît în domeniul calităţii, cît şi în cel al fiabilităţii, ne pun la îndemînă următoarele două alternative, cu metode de abordare specifice :

— una cu *caracter decizional*, care stabileşte *conformanţa* (sau nonconformanţa) produsului în raport cu *nivelul de nonsatisfacţie* limită admis, cu aspect contractual ;

— alta cu *caracter estimativ*, care stabileşte *performanţa* produsului în raport cu *nivelul satisfacerii valorilor* indicatorilor normalizaţi de calitate (sau de fiabilitate), cu aspect competitiv.

În sfîrşit, avînd în vedere că în fiabilitate, între forma discretă a numărului de defecte înregistrate şi cea continuă a timpului scurs între defecte există o strînsă interdependenţă, studiul asocierii dintre aceste variabile aleatoare, pe de o parte şi proporţia de defecte, pe de altă parte, face apel la metode *atributive*[11], respectiv *metrice*[12] de investigare, forme de altfel întîlnite şi în studiul controlului calităţii.

Cele arătate pînă aici se pot rezuma ca în tabelul 1, iar parcurgerea etapelor în cadrul acţiunilor de control sau determinare în diagrama din figura 1, conducînd la elaborarea unui plan de recepţie, respectiv de încercare.

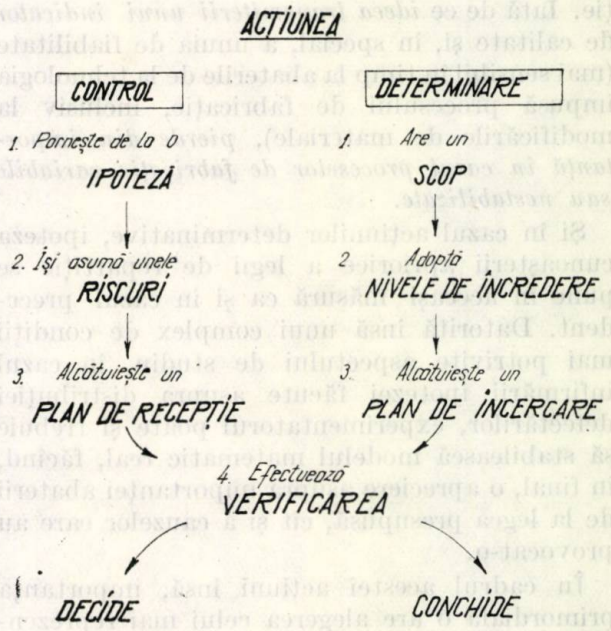


Fig. 1 Diagrama etapizării acţiunilor avînd rol de control sau de determinare.

Prima condiţie necesară alcătuirii unui plan de recepţie este, aşa cum s-a văzut, cunoaşterea *apriorică* a legii ce guvernează modul de repartiţie al defectelor în raport cu numărul lor

Tabelul 1

Caracterul, scopul şi premisele activităţilor de control şi determinare

	CALITATE	FIABILITATE
CONFORMITATE : — decizională — | contractuală	↙ Pe baza ADMITERII unei anumite	↘
	proporţii de produse NECORESPUNZĂTOARE conţinută în LOT (atributiv) ↘	limite NESATISFĂCĂTOARE ale unui indicator de fiabilitate a produselor din LOT (metric) ↙
	şi a unor RISCURI ASUMATE de către contractanţi, se alcătuieşte un PLAN DE ACCEPTARE-RESPINGERE al lotului	
PERFORMANŢĂ : — estimativă — | competitivă	În scopul DETERMINĂRII LIMITELOR DE ÎNCREDERE între care se află VALOAREA ADEVĂRATĂ a ↙ ↙ ↘ ↘	
	PROPORŢIEI medii de produse care au (sau n-au) o anumită PROPRIETATE (atributiv) ; ↘	VALORII medii măsurabilă a unei CARACTERISTICI a calităţii (sau de lipsă a calităţii) produsului (metric) ; ↘
	PROPORŢIEI medii de produse care depăşesc (sau nu) un TIMP DE MISIUNE dinainte stabilit (atributiv) ; ↙	VALORII medii a TIMPULUI DE BUNĂ FUNCŢIONARE scurs pînă la apariţia defectului (metric) ↙
	şi pe baza unor NIVELE DE ÎNCREDERE, în prealabil ADOPTATE, se alcătuieşte un PLAN DE ÎNCERCARE al eşantionului	

(atributiv), ori în raport cu caracteristica urmărită (metric), sau cu alte cuvinte cunoașterea modelului matematic al acestei legi.

A cunoaște însă această lege înseamnă a fi sigur că parametrii acesteia își menţin valoarea de-a lungul unei îndelungate perioade de fabricaţie. Iată de ce *ideea transmiterii unui indicator* de calitate și, în special, a unuia de fiabilitate (mai sensibil în timp la abaterile de la tehnologia impusă procesului de fabricaţie, inclusiv la modificările de materiale), *pierde din importanţă în cazul proceselor de fabricaţie variabile sau nestabilizate.*

Și în cazul acţiunilor determinative, ipoteza cunoașterii apriorice a legii de repartiţie se pune în aceeași măsură ca și în cazul precedent. Datorită însă unui complex de condiţii mai potrivite aspectului de studiu, în cazul infirmării ipotezei făcute asupra distribuţiei defectărilor, experimentatorul poate și trebuie să stabilească modelul matematic real, făcînd, în final, o apreciere asupra importanţei abaterii de la legea presupusă, cît și a cauzelor care au provocat-o.

În cadrul acestei acţiuni însă, importanţa primordială o are alegerea celui mai reprezentativ indicator statistic, în scopul sintetizării stării calităţii sau a fiabilităţii produsului.

Astfel, pentru produsele reparabile, la care intensitatea (rata) de defectare este presupusă constantă, fiabilitatea va fi caracterizată fie prin aceasta (λ), fie prin timpul mediu între defectări ($m = \lambda^{-1}$) cunoscut și sub prescurtarea *M.T.B.F.* *.

În aceleași condiţii se folosește timpul mediu pînă la defectare, pentru produsele nereparabile. De asemenea, în cazul echipamentelor complexe, atît în cazul produselor reparabile, cît și în cazul celor nereparabile, probabilitatea de bună funcţionare pentru un timp dat (funcţia de fiabilitate) este cel mai potrivit indicator în etapa actuală.

7. Aspectul normativ în R.S.R. privind problemele tratate

În ţara noastră, acţiunile de normare și standardizare, în cadrul activităţilor de calitate și fiabilitate, au crescut an de an, începînd din 1968. Astfel, în prezent, se dispune de un număr de nouă STAS-uri, unele cu caracter determinativ și altele cu caracter de control sau de terminologie etc. (tab. 2). De asemenea, în cadrul întreprinderilor s-au elaborat și sînt în curs de elaborare (sau definitivare) norme interne ce reglementează aceste probleme la nivelul ramurilor industriale respective.

Tabelul 2

Lista standardelor R.S.R. apărute în domeniul fiabilităţii

STAS 8564—70	Mijloace de automatizare. Fiabilitate. Condiţii generale
STAS 8742—70	Elemente de automatizare cu contact (relee, contactoare etc.). Încercări de fiabilitate. Prescripţii
STAS 8766—70	Receptoare de radiodifuziune și receptoare de televiziune. Fiabilitate. Prescripţii
STAS 8174—73	Fiabilitatea în tehnică. Terminologie
STAS 9337—73	Componente și subansamble pentru aparatură radioelectronică. Reguli pentru prezentarea datelor de fiabilitate
STAS 9451—73	Fiabilitatea produselor electronice. Generalităţi
STAS 9337—1—74	Componente și subansamble pentru aparatura radioelectronică. Prescripţii pentru prezentarea datelor de fiabilitate
STAS 10191—75	Fiabilitatea componentelor și dispozitivelor electronice. Introducerea prescripţiilor de fiabilitate în documentele tehnice normative ale echipamentelor electronice
STAS 10307—75	Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate

Trebuie arătat însă (în scopul acceptării unor puncte de vedere și procedee universal adoptate) că, în prezent, se mai folosesc sau se manifestă tendinţa să se menţină relaţii contractuale cu aspect estimativ — determinativ, mai costisitoare atît sub aspectul volumului eșantioanelor, cît și cel al duratei încercărilor, al tragerii concluziilor etc., în locul celor cu aspect de conformitate, mult mai potrivite acestui scop, așa cum s-a arătat aici.

Menţionăm că, în prezent, în sprijinul unor clarificări vine și activitatea CEI, prin comitetul CT 56, prin publicarea de recomandări de standardizare, unele de dată foarte recentă (1975), ce urmează să servească drept ghid standardelor propuse a fi elaborate într-un viitor apropiat (tab. 3). Este însă de remarcat o oarecare timiditate a C.E.I. în acest domeniu, generată, probabil, de interesele foarte divergente ale unor mari firme internaţionale.

* M.T.B.F. = Media timpului de bună funcţionare (notaţie folosită numai pentru produsele reparabile).

Tabelul 3

Lista recomandărilor C.E.I. apărute în domeniul fiabilității

CEI 271—1974 (2e édition)	Liste des termes de base et des définitions applicables à la fiabilité des matériels électroniques et de leurs composants (ou pièces détachées)
CEI 272—1968	Considérations préliminaires sur la fiabilité
CEI 300—1969	La fiabilité problème de direction
CEI 319—1970	Présentation des données de fiabilité pour les composants (ou pièces détachées électroniques)
CEI 319A—1972	Premier complément à la Publication 319—1970
CEI 362—1971	Guide pour l'acquisition des données de fiabilité, de disponibilité et de maintenabilité, à partir des résultats d'exploitation des dispositifs électroniques
CEI 409—1972	Guide pour l'inclusion de clauses de fiabilité dans les spécifications de composants (ou pièces détachées) pour l'équipment électronique
CEI 410—1973	Plans et règles d'échantillonage pour les controles par attributs
CEI 419—1973	Guide pour l'inclusion de procédures de controle lot par lot et contrôle périodique dans les spécifications de composants électroniques (ou pièces détachées)

NOTĂ

1. Termenul de calitate este utilizat aici în sensul restrîns de performanță ridicată, distinct de cel al noțiunii de fiabilitate.
2. În această lucrare există echivalență deplină între termeni, produs, dispozitiv, echipament, considerații, fie ca sistem, fie ca element al unui sistem.
3. Prin reparabilitate se înțelege proprietatea unui produs (element sau sistem) de a fi repus și de a rămîne în stare de bună funcționare, iar prin mentenabilitate, proprietatea unui produs, în condiții date de utilizare, de a fi menținut sau de a fi repus în stare de a putea îndeplini funcția cerută, atunci cînd acțiunea de mentenanță (întreținere) se face în condiții și conform unor proceduri prescrise; cele două proprietăți se exprimă printr-o probabilitate.
4. Redondant este echipamentul care folosește două sau mai multe mijloace, în scopul asigurării aceleeași funcții cerute.
5. Se înțelege prin disponibilitate probabilitatea unui produs (element sau sistem) de a fi apt să-și îndeplinească funcția cerută într-un moment oarecare dat.
6. Prin mentenență preventivă se înțelege ansamblul tuturor acțiunilor tehnice și a celor organizatorice ce le sînt asociate, efectuate la intervale predeterminate sau care corespund unor criterii predeterminate, în scopul reducerii probabilității de defectare a produsului, iar prin mentenanță corectivă, ansamblul tuturor acțiunilor tehnice și a celor organizatorice ce le sînt asociate, efectuate după apariția unei defectări, în scopul restabilirii produsului într-o condiție dată.
7. Viața utilă este perioada din viața unui echipament, în cursul căreia se manifestă defecte neprevizibile (accidentale); efectele sistematice de îmbătrînire și uzură, apar după perioada de viață utilă.
8. Se înțelege prin produse reparabile produsele destinate unei funcționări îndelungate și efectuării unui număr ridicat de misiuni succesive, iar prin produse nereparabile sau nerecuperabile, cele destinate să funcționeze o singură dată.
9. Categoria de produs este clasa obiectelor capabile să facă față unui complex de condiții, privind limitele cerințelor tehnico-economice impuse de beneficiar.
10. Se solicită atenția necesară în toate cazurile în care se folosește noțiunea de calitate. La început s-a precizat că prin aceasta se înțelege nivel de performanță, respectiv aici, număr de defecte (care este și el tot un nivel de performanță). Unii autori fac din calitate o noțiune mai largă, în care se include și cea de fiabilitate, iar calitatea înțeleasă ca performanță garantată sau verificată a produsului, în momentul expedierii sale pe porțile uzinei ca fiabilitate la momentul $t = 0$.
11. Metoda atributivă de verificare a calității unui produs se bazează pe aprecierea obiectivă a acestuia ca fiind corespunzător sau necorespunzător.
12. Metoda metrică de verificare a calității unui produs se bazează pe măsurarea abaterilor de la valoarea prescrisă a unei caracteristici a acestuia.

Intrat în redacție la 1.XII.1975

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.1

FUNCȚII DE CIRCUIT
FORMULE TOPOLOGICE
CIRCUITE LINIARE R—L—C

Calculul funcțiilor de circuit în algebra structurală

MARIUS PREDA și NICOLAE NICOARĂ * — București

După cum este cunoscut, funcțiile de circuit rezultă sub forma rapoartelor unor determinanți care se pot calcula eficient cu ajutorul formulelor topologice, ca sumele valorilor (în impedanțe sau admitanțe) arborilor sau coarborilor circuitului [1].

Generarea mulțimilor arborilor și efectuarea de operații asupra lor sînt laborioase și constituie obiectul a numeroase lucrări de specialitate [2—3].

* Prof. dr. ing. *M. Preda* este șeful catedrei de electrotehnică II a I.P.B., iar ing. *N. Nicoară* asistent la aceeași catedră.

Algebra numerelor structurale [4] cumulează avantajele calculului algebric liniar cu cele ale metodelor topologice. Mulțimea arborilor unui circuit, a coarborilor sau a unor subgrafe ale acestora, adică informația privind structura circuitului, apar direct în numerele structurale, iar operațiile, definite pornind de la regulile algebrei construite de Wang pentru analiza circuitelor [2], se efectuează cu ușurință și se pretează programării pe calculator.

Caracterul dual al teoremelor, metodelor, relațiilor analizei circuitelor și avantajele ce decurg din această dualitate sînt foarte bine scoase în evidență în algebra numerelor structurale.

Utilizarea algebrei numerelor structurale permite abordarea unitară și eficientă a diferitelor categorii de circuite importante în practică, circuitele conținînd surse de tensiune sau curent comandate, multipoli, scheme-bloc.

În lucrare sînt prezentate expresiile în algebra numerelor structurale ale formulelor topologice sau pentru calculul funcțiilor de circuit ale circuitelor liniare $R-L-C$.

1. Definiții și notații [4]; interpretarea geometrică a numerelor structurale

O mulțime $N=\{a_1\, a_2, \ldots, a_n\}$, $a_i \neq a_j\ (i \neq i)$, (1) ale cărei elemente $a_k=\{\alpha_{1k}, \alpha_{2k}, \ldots, \alpha_{mk}\}$, $\alpha_{ik} \neq \neq \alpha_{jk}\ (i \neq i)$, sînt submulțimi de numere întregi α_{ik}, se numește *număr structural*.

De obicei, un număr structural se scrie sub forma unui tablou :

$$N = \begin{bmatrix} \alpha_{11}\ \alpha_{12} \ldots\ \alpha_{1n} \\ \alpha_{21}\ \alpha_{22} \ldots\ \alpha_{2n} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ \alpha_{m1}\ \alpha_{m2} \ldots\ \alpha_{mn} \end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Acest tablou prin definiție nu conține coloane identice, adică formate din aceleași elemente.

Exemple de numere structurale sînt :

$$N = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 1 \\ 2 & 2 & 4 \\ 4 & 1 & 3 \end{bmatrix}, \qquad N = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 1 \\ 3 & & 1 & 2 \\ 4 & & 2 & \\ 5 & & & \end{bmatrix}.$$

Pentru simplitate, operațiile definite în algebra structurală vor fi introduse cu ajutorul unor exemple.

1. Egalitatea numerelor structurale :

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 4 \\ 3 & 1 & 2 \\ 4 & 3 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & 3 & 1 \\ 1 & 4 & 3 \\ 2 & 1 & 2 \end{bmatrix}.$$

În general, două numere structurale sînt egale dacă conțin aceleași coloane.

2. Suma numerelor structurale :

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 3 & 1 & \\ 4 & & \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 3 \\ 2 & \\ & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 & 3 \\ 3 & 1 & & 2 & \\ 4 & & & & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 3 \\ 3 & & \\ 4 & & \end{bmatrix}.$$

În general, suma a două numere structurale, N_1, N_2 este numărul structural N format din coloanele numerelor N_1 și N_2, cu excepția coloanelor identice.

3. Produsul numerelor structurale :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 3 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 \\ 2 & 3 & 4 & 2 & 3 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 3 \\ 4 & 4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 3 & 2 \\ 4 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 4 & 4 & 2 \\ & 5 & 5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 3 & 3 & 2 & 2 & 2 \\ 4 & 4 & 4 & 3 & 3 & 3 \\ 4 & 4 & 2 & 4 & 4 & 2 \\ & 5 & 5 & & 5 & 5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

În general, produsul a două numere structurale N_1, N_2 este numărul structural ale cărui coloane sînt reuniunile tuturor combinațiilor posibile de coloane ale numerelor N_1 și N_2, cu excepția coloanelor identice și a celor în care cel puțin un element se repetă.

Conform definițiilor de mai sus, pentru orice număr structural sînt adevărate relațiile $N+N= = 0$ și $N \cdot N = 0$, care stau la baza algebrei Wang.

4. Derivata unui număr structural, $\frac{\partial N}{\partial \alpha}$:

$$\frac{\partial}{\partial 2} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & 4 & 5 \\ 2 & & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 4 \\ 3 & \end{bmatrix}.$$

În general, derivata $\frac{\partial N}{\partial \alpha}$ a unui număr structural N în raport cu un element α este numărul structural format prin eliminarea coloanelor lui N ce nu conțin elementul α și prin omiterea elementului α din celelalte coloane.

Se demonstrează că :

$$\frac{\partial}{\partial \alpha}(N_1+N_2) = \frac{\partial N_1}{\partial \alpha} + \frac{\partial N_2}{\partial \alpha}, \qquad (3)$$

$$\frac{\partial}{\partial \alpha}(N_1 N_2) = \frac{\partial N_1}{\partial \alpha} N_2 + N_1 \frac{\partial N_2}{\partial \alpha}. \qquad (4)$$

5. Derivata inversă a unui număr structural, $\frac{\delta N}{\delta \alpha}$:

$$\frac{\delta}{\delta 2}\begin{bmatrix}1 & 2 & 3\\ 3 & 4 & 5\\ 2 & & 1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}3\\5\\1\end{bmatrix}.$$

În general, derivata inversă $\frac{\delta N}{\delta \alpha}$ a unui număr structural N, în raport cu un element α, este numărul structural format din coloanele lui N, care nu conţin elementul α.

Se demonstrează că :

$$\frac{\delta}{\delta \alpha}(N_1 + N_2) = \frac{\delta N_1}{\delta \alpha} + \frac{\delta N_2}{\delta \alpha}, \tag{5}$$

$$\frac{\delta}{\delta \alpha}(N_1 \cdot N_2) = \frac{\delta N_1}{\delta \alpha} \cdot N_2 + N_1 \frac{\delta N_2}{\delta \alpha} + N_1 N_2. \tag{6}$$

De asemenea, se demonstrează relaţiile :

$$\frac{\delta}{\delta \alpha}(N_1 \cdot N_2) = \frac{\delta N_1}{\delta \alpha} \cdot \frac{\partial N_2}{\partial \alpha}, \tag{7}$$

$$N = \frac{\delta N}{\delta \alpha} + [\alpha] \cdot \frac{\partial N}{\partial \alpha}. \tag{8}$$

6. Funcţia determinant a unui număr structural, $\underset{(Z)}{det}\, N$:

$$\underset{(Z)}{det}\begin{bmatrix}1 & 2 & 5\\ 3 & 5 & 3\\ 4 & 1 & 1\end{bmatrix} = Z_1 Z_3 Z_4 + Z_2 Z_5 Z_1 + Z_5 Z_3 Z_1,$$

$$Z_1 \ldots, Z_5 \in (Z)$$

În general :

$$\underset{(Z)}{det}\, N = \underset{(Z)}{det}\begin{bmatrix}\alpha_{11} & \alpha_{21} & \ldots & \alpha_{1n}\\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \ldots & \alpha_{2n}\\ & & & \\ \alpha_{m1} & \alpha_{m2} & & \alpha_{mn}\end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{n} \cdot \prod_{i=1}^{m} Z_{\alpha_{ik}}, \tag{9}$$

unde (Z) este mulţimea numerelor complexe $Z_{\alpha_{ik}}$.

Se demonstrează relaţia :

$$\underset{(Z)}{det}\, \frac{\partial N}{\partial \alpha} = \frac{\partial}{\partial Z_\alpha}\left[\underset{(Z)}{det}\, N\right]. \tag{10}$$

7. Intersecţia a două numere structurale, $M \cap N$:

$$\begin{bmatrix}1 & 4 & 3\\ 3 & 2 & 1\\ 2 & 1 & 4\end{bmatrix} \cap \begin{bmatrix}1 & 1\\ 2 & 4\\ 3 & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1\\2\\3\end{bmatrix}.$$

În general, intersecţia a două numere structurale M, N este numărul structural conţinînd coloanele comune numerelor M şi N şi neconţinînd alte coloane.

8. Funcţia simultană a două numere structurale $\underset{(Z)}{Sim}\,(M, N)$

Avînd în vedere necesităţile de exprimare mai generală a noilor formule topologice din acest articol se propune o generalizare a noţiunii de funcţie simultană, care se va defini astfel : $\underset{(Z)}{Sim}\,(M, N)$ este o combinaţie liniară cu coeficienţii $+1$ sau -1 ai termenilor expresiei : $\underset{(Z)}{det}\,(M \cap N)$. Regula de atribuire a coeficienţilor $+1$ sau -1 va fi precizată ulterior, legat de utilizarea acestei funcţii în expresiile formulelor topologice.

Pentru utilizarea algebrei numerelor structurale în analiza circuitelor electrice este importantă corespondenţa ce se poate stabili între graful unui circuit şi un număr structural, între operaţii efectuate asupra grafului şi operaţii efectuate asupra numărului structural. Această corespondenţă va fi prezentată în cele ce urmează.

9. Imaginea geometrică a unui număr structural N_A, este graful ai cărui arbori sînt determinaţi de coloanele numărului structural N_A. De exemplu, graful din figura 1 este imaginea geometrică a numărului structural :

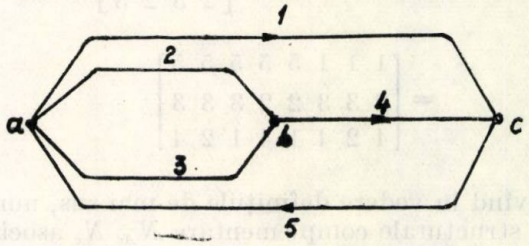


Fig. 1

$$N_A = \begin{bmatrix}1 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 5\\ 4 & 1 & 4 & 5 & 1 & 4 & 5 & 4\end{bmatrix}.$$

Se demonstrează că N_A este produsul numerelor structurale S_K cu un rînd, corespunzător secţiunilor a $(n-1)$ noduri arbitrare ale grafului, unde n este numărul de noduri ale grafului :

$$N_A = \prod_{k=1}^{n-1} S_K. \tag{11}$$

În exemplu $n = 3$ şi se observă că, luînd secţiunile corespunzătoare nodurilor a şi c, rezultă :

$$N_A = [1\ 2\ 3\ 5]\,[1\ 4\ 5] = \begin{bmatrix}1 & 2 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 & 5\\ 4 & 1 & 4 & 5 & 1 & 4 & 5 & 4\end{bmatrix}.$$

10. Numărul structural complementar și imaginea geometrică inversă. Dacă L este mulțimea elementelor numărului structural N_A, atunci numărul structural N_C, ale cărui coloane sînt complementarele în raport cu L ale coloanelor lui N_A, este *numărul structural complementar lui* N_A.

În cazul considerat :

$$N_c = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 \\ 2 & 3 & 2 & 3 & 2 & 3 & 2 & 3 \\ 4 & 2 & 4 & 1 & 4 & 1 & 2 & 4 \end{bmatrix}.$$

Evident, L reprezintă mulțimea laturilor grafului, iar coloanele numărului complementar N_c corespund coarborilor circuitului.

Graful ai cărui coarbori sînt determinați de coloanele unui număr structural se numește *imaginea geometrică inversă* a acestuia.

Se demonstrează că numărul structural complementar, N_c, este produsul numerelor structurale B_j cu un singur rînd, ce corespund la $l - (n - l)$ bucle independente ale circuitului, unde l este numărul de laturi ale circuitului :

$$N_c = \prod_{i=1}^{l-(n-1)} B_j, \qquad (12)$$

De exemplu, se verifică ușor că :

$$N_c = [15]\ [2\,3]\ [1\,2\,4] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 5 & 5 \\ 2 & 3 & 2 & 3 \end{bmatrix} [1\,2\,4] =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 5 & 5 & 5 & 5 & 5 \\ 2 & 3 & 3 & 2 & 2 & 3 & 3 & 3 \\ 4 & 2 & 4 & 1 & 4 & 1 & 2 & 4 \end{bmatrix}.$$

Avînd în vedere definițiile de mai sus, numerele structurale complementare N_{Ac} N_c asociate unui graf pot fi numite numărul structural al arborilor, respectiv coarborilor grafului considerat.

11. Imaginea geometrică a derivatei $\frac{\partial N_A}{\partial \alpha}$ este imaginea geometrică a numărului N_A, în care latura α a fost eliminată prin scurtcircuit :

$$\frac{\partial N_A}{\partial \alpha} = (N_A)_{\alpha s}. \qquad (13)$$

12. Imaginea geometrică a derivatei inverse $\frac{\delta N_A}{\delta \alpha}$ este imaginea geometrică a numărului N_A, în care latura α a fost eliminată prin lăsarea în gol a extremităților ei :

$$\frac{\delta N_A}{\delta \alpha} = (N_A)_{\alpha_0}. \qquad (14)$$

Considerînd graful din figura 1 și luînd $\alpha = 4$, se verifică :

$$\frac{\partial N_A}{\partial 4} = [1\,2\,3\,5] = (N_A)_{4s},$$

$$\frac{\delta N_A}{\delta 4} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 3 & 3 \\ 1 & 5 & 1 & 5 \end{bmatrix} = (N_A)_{4s}.$$

În figurile 2,3 este reprezentat graful G_{4_0}, corespunzător eliminării laturii 4 prin scurtcircuit, respectiv gol.

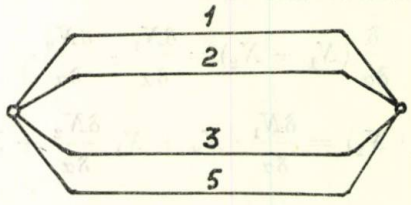


Fig. 2

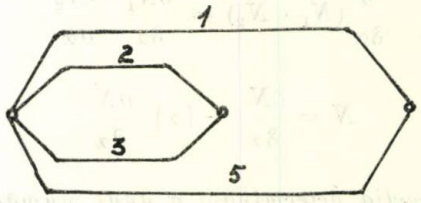


Fig. 3

În mod dual :

$$\frac{\partial N_c}{\partial \alpha} = (N_c)_{\alpha_0}, \qquad (15)$$

$$\frac{\delta N_c}{\delta \alpha} = (N_c)_{\alpha_s}. \qquad (16)$$

În cazul exemplului :

$$\frac{\partial N_c}{\partial 4} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 3 & 3 \\ 1 & 5 & 1 & 5 \end{bmatrix} = (N_c)_{4_0},$$

$$\frac{\delta N_c}{\delta 4} = \begin{bmatrix} 1 & 5 & 5 & 5 \\ 3 & 2 & 3 & 3 \\ 2 & 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} = (N_c)_{4_s}.$$

Coloanele numerelor structurale $\frac{\partial N_A}{\partial \alpha}$, respectiv $\frac{\partial N_c}{\partial \alpha}$, corespund subgrafelor care, completate cu latura α reprezintă arbori, respectiv coarbori. Coloanele numerelor struc-

turale $\frac{\delta N_A}{\delta \alpha}$, respectiv $\frac{\delta N_c}{\delta \alpha}$, corespund arborilor, respectiv coarborilor ce nu conțin latura α.

2. Calculul funcțiilor de circuit în algebra numerelor structurale

Admitanța de transfer între două laturi μ și ν ale unui circuit pasiv $R-L-C$ (fig. 4.), definită de relația :

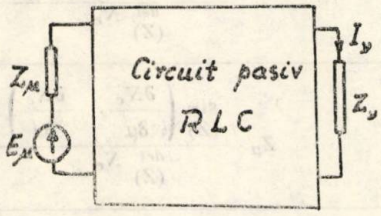


Fig. 4

$$Y_{\nu\mu} = \frac{I_\nu}{E_\mu}, \tag{17}$$

este dată de formula topologică :

$$Y_{\nu\mu} = \frac{\sum\limits_{S \in C_{-1,\mu\nu}} \varepsilon_s \cdot V_s(Z)}{\sum\limits_{S \in C} V_s(Z)}, \tag{18}$$

unde :

C este mulțimea coarborilor circuitului;
$C_{-1,\nu\mu}$ — mulțimea subgrafelor care, completate fie cu latura μ, fie cu latura ν, reprezintă un coarbore;
$V_s(Z)$ — valoarea în impedanțe a subgrafului S, care prin definiție este produsul impedanțelor laturilor subgrafului S.

Factorul de semn $\varepsilon_s = \pm 1$, după cum laturile μ și ν au același sens (sau sensuri) opuse în bucla pe care o formează în subgraful complementarului S. Utilizînd algebra numerelor structurale, relația (18) se scrie :

$$Y_{\mu\nu} = \frac{Sim_{(Z)}\left(\frac{\partial N_c}{\partial \mu}, \frac{\partial N_c}{\partial \nu}\right)}{det_{(Z)}\, N_c}, \tag{19}$$

unde : N_c este numărul structural al coarborilor circuitului, a cărui imagine geometrică inversă este graful circuitului și care este dat de relația (12). Pentru factorii de semn ai termenilor de la numărător se păstrează regula asociată relației (18).

Pentru impedanța de transfer $Z_{\nu\mu}$ între două laturi μ și ν ale unui circuit pasiv $R-L-C$ (fig. 5).

$$Z_{\nu\mu} = \frac{U_\nu}{J_\mu}, \tag{20}$$

se demonstrează relația :

$$Z_{\nu\mu} = \frac{\sum\limits_{S \in A-1,\mu\nu} \varepsilon_s V_s(Y)}{\sum\limits_{S \in A} V_s(Y)}, \tag{21}$$

unde :

A este mulțimea arborilor circuitului;
$A-1,\mu\nu$ — mulțimea subgrafelor care completate fie cu latura μ, fie cu latura ν, reprezintă un coarbore,
$V_s(Y)$ — valoarea în admitanță a subgrafului S, care prin definiție este produsul admitanțelor laturilor subgrafului S.

Factorul de semn $\varepsilon_s = \pm 1$, după cum laturile μ și ν au același sens sau sensuri opuse în bucla ce rezultă adăugînd laturile μ și ν la cele ale termenului considerat. În algebra numerelor structurale :

$$Z_{\nu\mu} = \frac{Sim_{(Y)}\left(\frac{\partial N_A}{\partial \mu}, \frac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)}{Sim_{(Y)}\, N_A} \tag{22}$$

unde : N_A este numărul structural al arborilor circuitului, a cărui imagine geometrică este graful circuitului și care se poate calcula cu

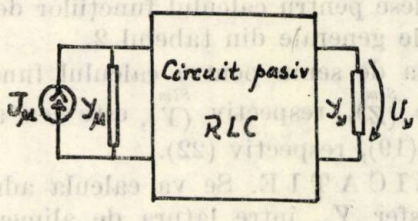


Fig. 5

relația (11). Factorii de semn ai termenilor de la numărător se stabilesc conform regulii asociate relației (21).

În mod asemănător se obțin expresiile în algebra numerelor structurale ale celorlalte funcții de circuit, prezentate în tabelul 1, unde cu $K_{I\nu\mu}$, $K_{U\nu\mu}$ s-au notat factorii de transfer în curent, respectiv în tensiune, între laturile μ și ν, iar cu $Z_{\mu\mu}$, $Y_{\mu\mu}$ s-au notat, impedanța, respectiv, admitanța de intrare la bornele laturii μ. Pentru fiecare funcție de circuit sînt stabilite formule duale.

În cazul general se calculează funcții de circuit referitoare la porțile (perechile de borne)

Tabelul 1

Expresiile în algebra structurală ale formulelor pentru calculul funcţiilor de circuit

		Forma în N_A şi Y	Forma în N_c şi Z
Funcţii de transfer	$Z_{\nu\mu}$	$\dfrac{\overset{Sim}{(Y)}\left(\dfrac{\partial N_A}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$Z_\nu Z_\mu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_c}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$
	$Y_{\nu\mu}$	$Y_\nu Y_\mu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Y)}\left(\dfrac{\partial N_A}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$\dfrac{\overset{Sim}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_c}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$
	$KI_{\nu\mu}$	$Y_\nu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Y)}\left(\dfrac{\partial N_A}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$Z_\mu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\delta \mu}, \dfrac{\partial N_c}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$
	$KU_{\nu\mu}$	$Y_\mu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Y)}\left(\dfrac{\partial N_A}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$Z_\nu \cdot \dfrac{\overset{Sim}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\partial \mu}, \dfrac{\partial N_c}{\partial \nu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$
Funcţii de intrare	$Z_{\mu\mu}$	$\dfrac{\overset{det}{(Y)}\left(\dfrac{\partial N_A}{\partial \mu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$Z_\mu \cdot \dfrac{\overset{det}{(Z)}\left(\dfrac{\delta N_c}{\delta \mu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$
	$Y_{\mu\mu}$	$Y_\mu \cdot \dfrac{\overset{det}{(Y)}\left(\dfrac{\delta N_A}{\delta \mu}\right)}{\overset{det}{(Y)}\ N_A}$	$\dfrac{\overset{det}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\partial \mu}\right)}{\overset{det}{(Z)}\ N_c}$

oarecare ale unui circuit multiport [5]. În acest caz notînd cu μ şi ν cele două perechi de borne, se stabilesc pentru calculul funcţiilor de circuit formulele generale din tabelul 2.

Regula de semn pentru calculul funcţiei simultane $\overset{Sim}{(Z)}$, respectiv $\overset{Sim}{(Y)}$, este cea asociată relaţiei (19), respectiv (22).

APLICAŢIE. Se va calcula admitanţa de transfer Y_{89} între latura de alimentare şi latura de măsură pentru puntea dublă Kelvin din figura 6a., avînd graful reprezentat în figura 6b.

Se va utiliza relaţia :

$$Y_{89} = \frac{\overset{Sim}{(Z)}\left(\dfrac{\partial N_c}{\partial 9}, \dfrac{\partial N_c}{\partial 8}\right)}{\overset{det}{(Z)}\left(\dfrac{\delta^2}{\delta 9}\ \dfrac{N_c}{\delta 8}\right)}.$$

a. Calculul numărătorului. Conform interpretării geometrice a derivatei numărului structural al coarborilor, N_c, şi utilizînd relaţia (12), se pot calcula mai uşor $\dfrac{\partial N_c}{\partial 9}$, respectiv $\dfrac{\partial N_c}{\partial 8}$, ca numere structurale ale coarborilor grafelor

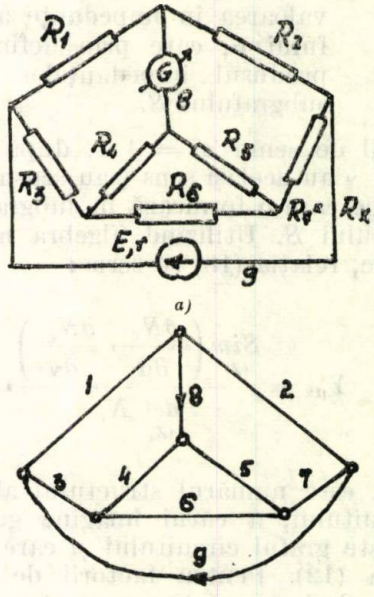


Fig. 6

Tabelul 2

Expresiile în algebra structurală ale formulelor generale pentru calculul funcţiilor de circuit

		Forma în N_A şi Y	Forma în N_c şi Z
Funcţii de transfer	$Z_{\upsilon\mu}$	$\underset{(Y)}{Sim}\left(\frac{\partial N_A}{\partial \mu}, \frac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\delta^2 N_A}{\delta\mu\,\delta\nu}\right)$	$\underset{(Z)}{Sim}\left(\frac{\partial N_c}{\partial \mu}, \frac{\partial N_c}{\partial \upsilon}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\partial^2 N_c}{\partial\mu\partial\upsilon}\right)$
	$Y_{\upsilon\mu}$	$\underset{(Y)}{Sim}\left(\frac{\partial N_A}{\partial \mu}, \frac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\partial^2 N_A}{\partial\mu\partial\upsilon}\right)$	$\underset{(Z)}{Sim}\left(\frac{\partial N_c}{\partial \mu}, \frac{\partial N_c}{\partial \upsilon}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\delta^2 N_c}{\delta\mu\delta\upsilon}\right)$
	$K_{I_{\upsilon\mu}}$	$\underset{(Y)}{Sim}\left(\frac{\partial N_A}{\partial \mu}, \frac{\partial N_A}{\partial \nu}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left[\frac{\delta}{\delta\upsilon}\left(\frac{\partial N_A}{\partial\mu}\right)\right]$	$\underset{(Z)}{Sim}\left(\frac{\partial N_c}{\partial \mu}, \frac{\partial N_c}{\partial \upsilon}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left[\frac{\delta}{\delta\upsilon}\left(\frac{\partial N_c}{\partial\mu}\right)\right]$
	$K_{U_{\upsilon\mu}}$	$\underset{(Y)}{Sim}\left(\frac{\partial N_A}{\partial \mu}, \frac{\partial N_A}{\partial \upsilon}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left[\frac{\delta}{\delta\upsilon}\left(\frac{\partial N_A}{\partial\mu}\right)\right]$	$\underset{(Z)}{Sim}\left(\frac{\partial N_c}{\partial \mu}, \frac{\partial N_c}{\partial \upsilon}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left[\frac{\partial}{\partial\upsilon}\left(\frac{\delta N_c}{\delta\mu}\right)\right]$
Funcţii de intrare	$Z_{\mu\mu}$	$\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\partial N_A}{\delta\mu}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\delta N_A}{\delta\mu}\right)$	$\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\delta N_c}{\delta\mu}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\partial N_c}{\partial\mu}\right)$
	$Y_{\mu\mu}$	$\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\delta N_A}{\delta\mu}\right)$ / $\underset{(Y)}{det}\left(\frac{\partial N_A}{\partial\mu}\right)$	$\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\partial N_c}{\partial\mu}\right)$ / $\underset{(Z)}{det}\left(\frac{\delta N_c}{\delta\mu}\right)$

ce rezultă prin lăsarea în gol a bornelor laturii 9, respectiv 8 :

$$\frac{\partial N_c}{\partial 9} = N_{c,9_g} = [456]\,[1843]\,[2857],$$

$$\frac{\partial N_c}{\partial 8} = N_{c,8_g} = [456]\,[129]\,[143257].$$

Intersecţia acestor numere structurale este :

$$\left[\frac{\partial N_c}{\partial 9}\right] \cap \left[\frac{\partial N_c}{\partial 8}\right] = \begin{bmatrix} 4 & 4 & 5 & 5 & 6 & 6 & 6 & 6 \\ 1 & 3 & 1 & 3 & 1 & 1 & 4 & 3 \\ 7 & 2 & 7 & 2 & 5 & 7 & 2 & 2 \end{bmatrix}.$$

Expresia numărătorului :

$$\underset{(Z)}{Sim}\left[\frac{\partial N_c}{\partial 9}, \frac{\partial N_c}{\partial 8}\right] = Z_2[Z_3(Z_4+Z_5+Z_6)+Z_6Z_4] - Z_1[Z_7(Z_4+Z_5+Z_6)+Z_5Z_6)].$$

b. Calculul numitorului. Avînd în vedere interpretarea geometrică a derivatei inverse, expresia de la numitor se poate calcula ca număr structural al coarborilor grafului rezultat prin

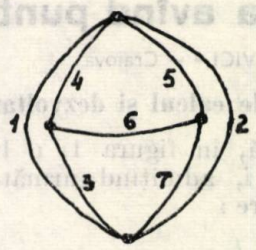


Fig. 7

scurtcircuitarea laturilor 9 şi 8 (fig. 7) :

$$\frac{\partial^2 N_c}{\partial 9\,\partial 8} = N_{c/9_g 8_g} = [12]\,[456]\,[367]]\,257] =$$

$$= \begin{bmatrix} 1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&1&2&2&2&2&2&2&2&2 \\ 4&4&4&4&4&4&4&4&5&5&5&5&6&6&6&6&4&4&4&4&4&5&6&6 \\ 3&3&3&6&6&6&7&7&3&3&6&7&3&3&3&7&3&3&6&6&7&3&3&3 \\ 2&5&7&2&5&7&2&5&2&7&2&2&2&5&7&2&5&7&5&7&5&7&5&7 \end{bmatrix}.$$

Rezultă :

$$Y_{89} = \frac{Z_2[Z_3(Z_4+Z_5+Z_6)+Z_6Z_4]-Z_1[Z_7(Z_4+Z_5Z_6)+Z_5Z_6]}{Z_1Z_4Z_3Z_2+Z_1Z_4Z_3Z_5+\ldots+Z_2Z_6Z_3Z_5+Z_2Z_6Z_3Z_7},$$

unde : $Z_k = R_k$, $K = 1, \ldots, 7$.
Din condiţia de echilibru a punţii :

$$_{89} = 0,$$

se găseşte :

$$R_x = R_7 = \frac{R_2[R_3(R_4+R_5+R_5)+R_6R_4]-R_6R_1R_5}{R_1(R_4+R_5+R_6)}.$$

Bibliografie

[1] *Preda M., Cristea, P.* Analiza şi sinteza circuitelor electrice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[2] *Chen, W. K.* Unified theory on the generation of trees of a graph. Part. I. The Wang algebra formulation. In : Int. J. Electronics **27**, 1969, p. 101—117.

[3] *Chen, W. K.* Unified theory on the generation of trees of a graph. Part. II. Thematrix formulation. In : Int J. Electronics, **27**, 1969, h, p. 319—336.

[4] *Bellert, S., Wozniacki, H.* Analiz i sintez elektriceskih ţepei metodom strukturnih cisel. Moscova, Izd. Mir, 1972.

[5] *Preda, M., Breazu, I., Marcovici, J.* Formulă topologică generală pentru transmitanţele circuitelor multiport. In : Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, tom **22**, 1972, p. 129—138.

Intrat în redacţie la 30.X.1975

CZ 538.6 : 621.316.3

O metodă mai exactă de calcul pentru forța electrodinamică din bucla avînd puntea cu dimensiuni finite

BERCU HERȘCOVICI * — Craiova

1. Ipotezele de calcul și dezvoltarea noii relații

Se prezintă, în figura 1, o buclă parcursă de curentul i, admițînd următoarele ipoteze simplificatoare :

a) $b \ll h \ll l$, (1)

ceea ce permite să se considere că circuitul este filiform, în cele două brațe care limitează puntea ;

b) $\frac{i}{h} = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}y}$ sau $\mathrm{d}i = \frac{i}{h} \cdot \mathrm{d}y$, (2)

adică se admite o repartiție uniformă a curentului pe înălțimea h a punții.

Dacă în figura 1 s-ar presupune curentul i concentrat în axa ox a punții, considerată astfel ca fiind un circuit filiform, s-ar putea scrie, pentru forța de buclă [1] :

$$F_v = \frac{2\mu_0 i^2}{4\pi} \ln \frac{l\left[c + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + c^2}\right]}{\frac{b}{2}\left[c + \sqrt{l^2 + c^2}\right]}. \quad (3)$$

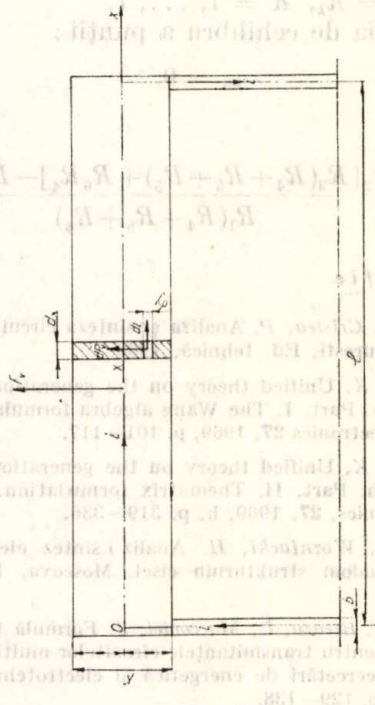


Fig. 1

* Dr. ing. *Bercu Herșcovici* este conferențiar la Universitatea din Craiova — Facultatea de electrotehnică.

Pentru a ține seamă de repartiția reală a curentului pe înălțimea h și cu referire la sistemul de coordonate xoy din figura 1, se fac [2] următoarele substituții în relația (3) :

— cota c se înlocuiește cu cota y, variabilă între limitele :

$$c - \frac{h}{2} \leqslant y \leqslant c + \frac{h}{2}, \quad (4)$$

— unul din cei doi curenți care formează produsul $i \cdot i = i^2$, și anume — curentul din punte se înlocuiește cu $\mathrm{d}i$, curentul elementar obținînd, astfel, în loc de forța F_v — forța elementară $\mathrm{d}F_v$ (fig. 1).

Se obține astfel pentru relația (3) :

$$dF_v = \frac{\mu_0 i \cdot di}{2\pi} \ln \frac{l\left[y + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + y^2}\right]}{\frac{b}{2}\left[y + \sqrt{l^2 + y^2}\right]}. \quad (5)$$

Se înlocuiește apoi, în relația (5) $\mathrm{d}i$ cu valoarea sa din expresia (2) și se integrează în raport cu y, în limitele arătate în expresia (4) ; calculele se dezvoltă în anexa 1, obținînd relația nouă pentru calculul forței de buclă în condițiile punții cu dimensiuni finite :

$$F_v = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot i^2}{h}\left[\left(c + \frac{h}{2}\right)\left(\operatorname{arg\,sh}\frac{2c + h}{b} - \operatorname{arg\,sh}\frac{c + \frac{h}{2}}{l}\right) - \left(c - \frac{h}{2}\right)\left(\operatorname{arg\,sh}\frac{2c - h}{b} - \operatorname{arg\,sh}\frac{c - \frac{h}{2}}{l}\right) - \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(c + \frac{h}{2}\right)^2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(c - \frac{h}{2}\right)^2} + \sqrt{l^2 + \left(c + \frac{h}{2}\right)^2} - \sqrt{l^2 + \left(c - \frac{h}{2}\right)^2}\right], \quad (6)$$

Se poate verifica relația (6) pentru condițiile avute în vedere la obținerea relației (3), adică pentru $h = 0$; înlocuind $h = 0$ în expresia (6)

şi aplicînd regula lui Hôpital pentru eliminarea nedeterminării (se consideră h = variabila independentă), se va obţine relaţia (3). Prin urmare, rezultă că relaţia nouă (6) este mai generală decît relaţia (3).

2. Aplicaţia noii relaţii

Aplicaţia practică a noii relaţii se face pentru bucla verticală a cuţitului cu piesele de contact de la separatorul de medie tensiune al întreprinderii Electroputere-Craiova [4]; datele de calcul sînt:

$$b = 4 \cdot 10^{-3} \text{ m}; \; h = 0{,}04 \text{ m}; \; c = 0{,}025 \text{ m};$$

$l = 0{,}250$ m; $i = 36{,}7$ kA max (curentul de lovitură care corespunde curentului de scurtcircuit de 15 kA).

Înlocuind valorile numerice de mai sus în expresia (6), se obţine:

$$F_v = 818 \text{ N}. \tag{7}$$

Pentru a se stabili sporul de precizie obţinut cu relaţia nouă (6), se înlocuiesc datele de mai sus în relaţia cunoscută (3), obţinînd:

$$F_v = 844 \text{ N}. \tag{8}$$

Deci, noua relaţie dă rezultate mai exacte şi în acelaşi timp mai reduse, sporul procentual de precizie obţinut fiind:

$$\varepsilon = \frac{844 - 818}{818} \cdot 100 \approx 3{,}2\%. \tag{9}$$

3. Concluzii

Avînd în vedere că forţa de buclă este, în general, nefavorabilă, tinzînd să deschidă intempestiv cuţitele separatorului la apariţia curentului de scurtcircuit de avarie, se consideră că sporul de precizie obţinut mai sus prezintă importanţă practică deosebită pentru calculul ingineresc, mai exact, al căilor de curent aferente separatoarelor de înaltă tensiune.

ANEXA 1

Integrarea în raport cu y a expresiei (5)

Înlocuind expresia (2) în (5) şi ştiind că $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \, Hm^{-1}$, se obţine:

$$\mathrm{d}F_e = \frac{2 \cdot 10^{-7} i^2 \mathrm{d}y}{h} \ln \frac{l\left[y + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + y^2}\right]}{\frac{b}{2}\left[y + \sqrt{l^2 + y^2}\right]} N. \tag{1.1}$$

Se aplică transformările [3]:

$$M = \ln \frac{l\left[y + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + y^2}\right]}{\frac{b}{2}\left[y + \sqrt{l^2 + y^2}\right]} = \operatorname{arg\,sh} \frac{2y}{b} - \operatorname{arg\,sh} \frac{y}{l}. \tag{1.2}$$

Integrînd (1.2), în raport cu y, între limitele din expresia (4), ştiind că [3]:

$$\int \operatorname{arg\,sh} z \cdot \mathrm{d}z = z \operatorname{arg\,sh} z - \sqrt{1 + z^2} \tag{1.3}$$

şi înlocuind apoi în (1.3):

$$z = \frac{2y}{b}; \; \mathrm{d}z = \frac{2}{b} \mathrm{d}y, \tag{1.4}$$

rezultă succesiv:

$$\int_{c-\frac{h}{2}}^{c+\frac{h}{2}} M \, \mathrm{d}y = \underbrace{\int_{c-\frac{h}{2}}^{c+\frac{h}{2}} \operatorname{arg\,sh} \frac{2y}{b} \cdot \mathrm{d}y}_{A} - \underbrace{\int_{c-\frac{h}{2}}^{c+\frac{h}{2}} \operatorname{arg\,sh} \frac{y}{l} \mathrm{d}y}_{B} = A - B. \tag{1.5}$$

$$A = \left(c + \frac{h}{2}\right) \operatorname{arg\,sh} \frac{2c - h}{b} - \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(c + \frac{h}{2}\right)^2} - \left(c - \frac{h}{2}\right) \operatorname{arg\,sh} \frac{2c - h}{b} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + \left(c - \frac{h}{2}\right)^2}. \tag{1.6}$$

$$B = \left(c + \frac{h}{2}\right) \operatorname{arg\,sh} \frac{c + \frac{h}{2}}{l} - \sqrt{l^2 + \left(c + \frac{h}{2}\right)^2} - \left(c - \frac{h}{2}\right) \operatorname{arg\,sh} \frac{c - \frac{h}{2}}{l} + \sqrt{l^2 + \left(c - \frac{h}{2}\right)^2}. \tag{1.7}$$

Deci, înlocuind (1.6) și (1.7) în (1.5) și apoi (1.5) în (1.1) care se cere integrată, se va obține:

$$F_v = \frac{2\cdot 10^{-7} i^2}{h}\int_{c-\frac{h}{2}}^{c+\frac{h}{2}} M\,dy = \frac{2\cdot 10^{-7} i^2}{h}(A-B) =$$

$$= \frac{2\cdot 10^{-7} i^2}{h}\left[\left(c+\frac{h}{2}\right)\left(\operatorname{arg\,sh}\frac{2c+h}{b} - \operatorname{arg\,sh}\frac{c+\frac{h}{2}}{l}\right) - \left(c-\frac{h}{2}\right)\left(\operatorname{arg\,sh}\frac{2c-h}{b} - \operatorname{arg\,sh}\frac{c-\frac{h}{2}}{l}\right) - \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2+\left(c+\frac{h}{2}\right)^2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2+\left(c-\frac{h}{2}\right)^2} + \sqrt{l^2+\left(c+\frac{h}{2}\right)^2} - \sqrt{l^2+\left(c-\frac{h}{2}\right)^2}\right] N. \qquad (1.8)$$

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București. Ed. didactică și pedagogică, 1972.

[2] *Herșcovici, B.* Teză de doctorat la Inst. politehnic-București, 1973.

[3] * * * Manualul inginerului electrician, vol. 1. București, Editura tehnică, 1953.

[4] * * * Catalog de aparate electrice de înaltă tensiune, vol. I, ediția 1967, Electroputere-Craiova.

Intrat în redacție la 26.V.1975

CZ621.316.11.001.24

TEMPERATURĂ STAȚIONARĂ
SISTEME NEOMOGENE
CALCUL

Calculul distribuției temperaturii staționare în sistemele conductoare neomogene, în cazul general cu n contacte frontale echidistante

IACOB SUCIU * — Timișoara

Introducere

În numeroase cazuri din practică procesele termice staționare din căile de curent se caracterizează prin existența fluxurilor termice axiale, care pot fi determinate de o distribuție neuniformă a surselor de căldură în masa corpului, de o răcire inegală a suprafețelor corpului și de prezența unor surse exterioare, localizate în regiunile de frontieră de-a lungul axei x. În aceste cazuri, în care temperatura $\theta = f(x)$, căile de curent se consideră *sisteme neomogene* din punct de vedere termic.

În articol se prezintă, în formă generală, calculul temperaturilor în cele n contacte frontale în serie, echidistante, ale unei căi de curent neomogene (fig. 1), parcurse de curentul de conducție. Calea de rezolvare a acestei probleme este inspirată din lucrarea lui Zaleskii A. M. și Kukekov G.A.[1], în care se prezintă numai cazul particular al încălzirii unei căi de curent neomogene compusă din trei tronsoane și două contacte ($n = 2$).

Calculul distribuției solicitării termice la regim staționar în sistemele conductoare neomogene are aplicație la siguranțele fuzibile, pre-

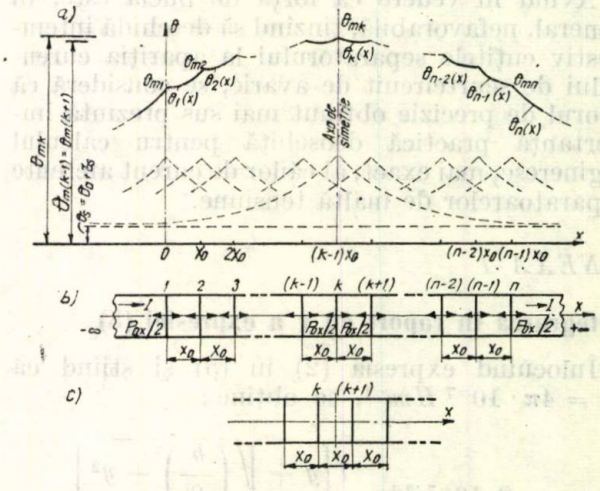


Fig. 1 Sistem conductor neomogen, de lungime infinită, cu n contacte frontale, în serie, echidistante:

a — distribuția temperaturii în lungul căii de curent; *b* și *c* — configurația sistemelor neomogene și fixarea axei de simetrie transversale pentru numărul de contacte n — impar și n — par.

* Dr. ing. *I. Suciu* este profesor la Catedra de electroenergetică a institutului politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

văzute cu istmuri de topire scurte și la sistemele de contacte din aparatele de comutație etc.

Ca aplicație practică, în articol se prezintă cazul unei căi de curent cu trei contacte ($n=3$).

Determinarea ecuațiilor de bază

Se consideră la început cazul general al unui sistem conductor neomogen termic, de configurație geometrică complexă, cu n porțiuni (tronsoane) conductoare în serie, cu aria secțiunii variabilă, parcurse de curentul de conducție I.

Într-un asemenea caz solicitarea termică staționară $\left(\frac{\partial\theta}{\partial t}=0\right)$ a oricărei porțiuni conductoare k, neomogene termic, se caracterizează prin ecuația diferențială [1]:

$$\lambda\frac{d^2\theta}{dx^2}+p_k(\theta)-\frac{\alpha_k(\theta)\cdot s_k}{A_k'}(\theta-\theta_{ak})=0, \quad (1)$$

în care:

λ este conductivitatea termică a conductorului, $W\cdot m^{-1}.grd^{-1}$; (aceeași pentru fiecare tronson);

$p_k(\theta)$ — pierderile specifice (prin efect Joule) în porțiunea k, $W\cdot m^{-3}$;

$\alpha_k(\theta)$ — transmisivitatea termică la suprafața de răcire a căii de curent, $W\cdot m^{-2}\ grd^{-1}$;

s_k — perimetrul secțiunii transversale a porțiunii k, m;

A_k' — aria secțiunii transversale a porțiunii k, m^2;

θ — temperatura conductorului, grd; (fiecare secțiune transversală prin conductor este o suprafață izotermă);

θ_{ak} — temperatura mediului ambiant în zona porțiunii k, grd.

Mărimile $p_k(\theta)$ și $\alpha_k(\theta)$ sînt implicit funcții de spațiu, deoarece temperatura variază în lungul axei căii de curent ($\theta=f(x)$). Ecuația (1) este neliniară și rezolvarea ei în forma generală este dificilă. De aceea liniarizăm ecuația prin introducerea unor valori medii pentru mărimile menționate, invariabile cu coordonata geometrică x:

$$p_k(\theta)=J_k^2\cdot\rho_k=J_k^2\cdot\rho_0\,(1+\alpha_0'\cdot\theta_{k\,med})=p_k=\text{const.};$$
$$\alpha_k(\theta)=\alpha_k=\text{const.},$$

în care:

$\theta_{k\,med}$ este temperatura medie în porțiunea k, grd;

J_k — densitatea de curent medie în porțiunea k, $A\cdot m^{-2}$.

Ecuația (1) în formă liniară devine:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2}-a_k^2\cdot\theta+b_k^2=0, \quad (2)$$

în care:

$$a_k=\sqrt{\frac{\alpha_k\cdot s_k}{\lambda\cdot A_k'}},\ m^{-1}, \quad (3)$$

$$b_k=\sqrt{\frac{\alpha_k\cdot s_k}{\lambda\cdot A_k'}\,\theta_{ak}+\frac{J_k^2\cdot\rho_k}{\lambda}},\ grd^{0,5}\cdot m^{-1}.$$

Solicitarea termică a oricărei porțiuni din sistemul conductor neomogen termic considerat poate fi calculată, rezolvînd ecuațiile de forma (2), în care $k=1\div n$. Dîndu-se mărimile inițiale, de exemplu, I, A_k', s_k, ρ_0, α_k, θ_{ak} și condițiile de frontieră, se obțin soluțiile în forma $\theta_k(x)$, ce caracterizează distribuția temperaturii în lungul porțiunii k.

Pentru rezolvarea problemei propuse în lucrare ecuațiile de mai sus se aplică la calculul distribuției temperaturii (la regim staționar), în lungul unui segment conductor, cu secțiunea constantă, parcurs de curentul I, în prezența unei surse calorice exterioare (de putere P_{ox}), localizate la unul din capetele acestuia. Această sursă suplimentară poate fi produsă de un arc electric sau de o joncțiune de contact, ultima constituind cauza neomogenității termice a sistemului conductor ce face obiectul prezentului studiu.

Astfel, apelînd la ecuația (2), în care $a_k=a_1$ și $b_k=b_1$, se obțin relațiile cunoscute:

$$\frac{d^2\theta}{dx^2}-a_1^2\cdot\theta+b_1^2=0, \quad (4)$$

în care:

$$a_1=\sqrt{\frac{\alpha\,.\,s}{\lambda\,.\,A'}};\ b_1=\sqrt{\frac{\alpha\,.\,s}{\lambda\,.\,A'}\cdot\theta_a+\frac{J^2\,.\,\rho}{\lambda}}; \quad (5)$$

unde pentru parametrii de sub radicali s-a renunțat la indicele 1.

Rezolvarea ecuației (4) reprezintă funcția $\theta(x)$ a distribuției temperaturii în lungul conductorului, cu originea axei x la capătul unde se aplică sursa calorică exterioară:

$$\theta(x)=A_1\cdot e^{a_1x}+B_1\cdot e^{-a_1x}+\theta_s, \quad (6)$$

în care soluția particulară:

$$\theta_s=\frac{b_1^2}{a_1^2}=\theta_a+\frac{J^2\cdot\rho\cdot A'}{\alpha\cdot s}, \quad (7)$$

reprezintă temperatura staționară a conductorului, încălzit prin efect electrotermic de curentul de conducție, în lipsa sursei calorice exterioare.

Condiţiile de frontieră sînt:

$$\left.\begin{array}{l} \text{a) } x = 0;\ \theta = \theta_m;\ P_{ox} = -\lambda \cdot A' \left(\dfrac{d\theta}{dx}\right)_{x=0} \\ \text{b) } x = \infty;\ \theta = \theta_s;\ \left(\dfrac{d\theta}{dx}\right)_{x=\infty} = 0 \end{array}\right\} \quad (8)$$

în care:

$P_{ox} = q_{ox} \cdot A'$ este fluxul termic axial, determinat de sursa exterioară, W;

$q_{ox} = -\lambda \left(\dfrac{d\theta}{dx}\right)_{x=0}$ — densitatea fluxului termic în secţiunea $x = 0$, determinată de sursa exterioară, $W \cdot m^{-2}$;

θ_m — temperatura maximă în secţiunea $x = 0$, grd.

Din condiţiile de frontieră (8) se află $A_1 = 0$ şi $B_1 = \theta_m - \theta_s$ şi ecuaţia (6) capătă forma:

$$\theta(x) = (\theta_m - \theta_s)e^{-a_1 x} + \theta_s. \quad (9)$$

Creşterea de temperatură $(\theta_m - \theta_r)$ şi respectiv temperatura maximă θ_m se determină din condiţiile (8, a):

$$\Delta\theta_m = \theta_m - \theta_s = \frac{P_{ox}}{\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}}, \quad (10)$$

şi:

$$\theta_m = \frac{P_{ox}}{\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} + \theta_s. \quad (11)$$

Oricare din aceste expresii, introduse în (9), permit obţinerea distribuţiei temperaturii în lungul căii de curent:

$$\theta(x) = \frac{P_{ox}}{\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} \cdot e^{-a_1 x} + \theta_s, \quad (12)$$

temperatura micşorîndu-se progresiv după o lege exponenţială de la valoarea θ_m la valoarea staţionară θ_s.

Ecuaţiile determinate mai sus se pot aplica sistemului conductor neomogen (fig. 1), cu n contacte frontale în serie, distanţate cu aceeaşi lungime x_0. Astfel, la trecerea curentului electric I, datorită simetriei geometrice, în fiecare joncţiune de contact se produce aceeaşi cantitate de căldură P_{0x} şi considerînd că prin capetele fiecărui tronson conductor difuzează axial acelaşi flux termic $P_x = \dfrac{P_{0x}}{2}$, conform (12), obţinem în formă dezvoltată:

$$\theta(x) = \frac{P_{ox}}{2\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} \exp\left(-\sqrt{\frac{\alpha \cdot s}{\lambda \cdot A'}} \cdot x\right) + \frac{I^2 \cdot \rho_0 (1 + \alpha_0' \cdot \theta_{med})}{\alpha \cdot s \cdot A'} + \theta_a, \quad (13)$$

iar:

$$\theta_m = \frac{P_{ox}}{2\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} + \frac{I^2 \rho_0 (1 + \alpha_0' \cdot \theta_{med})}{\alpha \cdot s \cdot A'} + \theta_a, \quad (14)$$

expresii valabile pentru oricare tronson din sistemul neomogen (fig. 1, exponenţialele cu linie întreruptă).

Existînd simultan mai multe surse de căldură suplimentare, calculul va ţine seamă de suma efectelor calorice şi, deci, temperatura în oricare punct pe axa x va fi determinată de acţiunea concomitentă a acestor surse.

Conform (9) se poate scrie:

$$\theta(x) - \theta_s = B_1 \cdot e^{-a_1 x} \quad (15)$$

şi efectuînd translaţiile de origine pe axa x, corespunzătoare celor n contacte, creşterea de temperatură în lungul tronsonului k, de lungime x_0 (determinată de sursele suplimentare care provoacă variaţia temperaturilor după o lege exponenţială), se poate exprima în forma:

$$[\theta_k(x) - \theta_s] = B_1 \cdot \left[\sum_{k=1 \div n}^{n} \exp(-\varphi(x))\right], \quad (16)$$

în care, suma dintre parantezele mari conţine exponenţialele determinate de sursele suplimentare, iar $\varphi(x)$ caracterizează translaţia originii pe axa x, corespunzătoare contactului, de unde difuzează căldura în cele două sensuri opuse.

Pentru interpretarea mai uşoară a relaţiei (16) şi a calculului generalizat pentru n contacte, se prezintă, în detaliu, cazul unui sistem neomogen cu trei contacte echidistante ($n = 3$).

În acest caz efectuînd translaţiile de origine pe axa x, corespunzătoare celor trei contacte (fig. 1. b care se particularizează pentru primele trei contacte), creşterea de temperatură în lungul căii de curent infinite se determină din ecuaţiile:

a. Pentru intervalul $0 \leqslant x \leqslant x_0$:

$$\theta_1(x) - \theta_s = B_1[e^{-a_1 x} + e^{-a_1(x_0 - x)} + e^{-a_1(2x_0 - x)}]; \quad (17)$$

b. Pentru intervalul $x_0 \leqslant x \leqslant 2x_0$:

$$\theta_2(x) - \theta_s = B_1[e^{-a_1 x} + e^{-a_1(x - x_0)} + e^{-a_1(2x_0 - x)}]; \quad (18)$$

c. Pentru intervalul $2x_0 \leqslant x \leqslant \infty$:

$$\theta_3(x) - \theta_s = B_1[e^{-a_1 x} + e^{-a_1(x - x_0)} + e^{-a_1(x - 2x_0)}]. \quad (19)$$

Condiţiile de frontieră pentru $n = 3$:

$$x = x_0;\ \theta_1(x_0) = \theta_2(x_0) = \theta_{m2}; \quad (20)$$

$$x = 2x_0;\ \theta_2(2x_0) = \theta_3(2x_0) = \theta_{m3}; \quad (21)$$

$$\left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=x_0} = -\lambda \cdot A' \frac{d}{dx}\left[\theta_2(x) - \theta_s\right]_{x=x_0} =$$

$$= -\lambda \cdot A' \cdot B_1 \frac{d}{dx}\left[e^{-a_1(x-x_0)}\right]_{x=x_0}; \quad (22)$$

$$\left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=2x_0} = -\lambda \cdot A' \frac{d}{dx}\left[\theta_2(x) - \theta_s\right]_{x=2x_0} =$$

$$= -\lambda \cdot A' \cdot B_1 \frac{d}{dx}\left[e^{-a_1(x-2x_0)}\right]_{x=2x_0}, \quad (23)$$

în care, funcţiile dintre parantezele mari $[\theta_2(x) - \theta_s]$ reprezintă variaţia creşterii temperaturii tronsonului, cu sursa aplicată la $x = x_0$ (contactul 1), respectiv $x = 2x_0$ (contactul 2).

Din (18) şi (20) se determină mărimea constantă B_1:

$$B_1 = \frac{\theta_{m2} - \theta_s}{1 + 2e^{-a_1 x_0}}, \quad (24)$$

şi din (18) şi (21) rezultă altă formulă pentru B_1:

$$B_1 = \frac{\theta_{m3} - \theta_s}{1 + e^{-a_1 x_0} + e^{-2a_1 x_0}}. \quad (25)$$

Din condiţia (22) şi relaţia (24) se determină temperatura maximă în contactul 2, situat la $x = x_0$:

$$\left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=x_0} = \lambda \cdot A' \cdot B_1 \cdot a_1 = \frac{\theta_{m2} - \theta_s}{1 + 2e^{-a_1 x_0}} \sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'},$$

de unde:

$$\theta_{m2} = \frac{P_{0x}}{2} \frac{\left[1 + 2 \cdot \exp\left(-\sqrt{\frac{\alpha \cdot s}{\lambda \cdot A'}} \cdot x_0\right)\right]}{\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} + \theta_s. \quad (26)$$

Din condiţia (23) şi relaţia (25) se determină temperatura maximă în contactul 3, situat la $x = 2x_0$:

$$\left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=2x_0} = \lambda \cdot A' \cdot B_1 \cdot a_1 =$$

$$= \frac{\theta_{m3} - \theta_s}{1 + e^{-a_1 x_0} + e^{-2a_1 x_0}} \sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'},$$

de unde:

$$\theta_{m3} = \frac{P_{0x}}{2} \frac{\left[1 + \exp\left(-\sqrt{\frac{\alpha \cdot s}{\lambda \cdot A'}} \cdot x_0\right) + \exp\left(-2\sqrt{\frac{\alpha \cdot s}{\lambda \cdot A'}} \cdot x_0\right)\right]}{\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} + \theta_s, \quad (27)$$

rezultînd $\theta_{m2} > \theta_{m3}$, şi graţie simetriei sistemului $\theta_{m1} = \theta_{m3}$.

Metoda generală de calcul

Determinarea expresiilor în forma generală pentru calculul temperaturilor în contacte şi distribuţia solicitărilor termice în lungul căii de curent (fig. 1) se bazează pe ipotezele folosite în demonstraţiile anterioare, şi anume că lungimea căii de curent este infinită, secţiunea constantă şi că cele n joncţiuni de contact, parcurse de curentul de conducţie I, devin sediul unor surse de căldură suplimentare, de aceeaşi valoare (P_{0x}). Astfel, prin fiecare capăt de tronson conductor difuzează (în sensuri opuse) fluxul termic axial $P_x = \frac{P_{0x}}{2}$, care provoacă creşterea temperaturii peste temperatura staţionară θ_s.

Pentru reprezentarea grafică a funcţiei $\theta(x)$ este util să menţionăm că la număr finit de contacte, pentru n număr impar, axa transversală de simetrie a sistemului trece prin contactul central, iar la n număr par, această axă trece prin mijlocul segmentului central (fig. 1, b şi c).

Scriind pentru fiecare interval dintre contacte (de lungime x_0) expresii de forma (16) şi în condiţiile de frontieră corespunzătoare:

$$\left.\begin{array}{l} x = x_0;\ \theta_1(x_0) = \theta_2(x_0) = \theta_{m2} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ x = (n-1)x_0;\ \theta_{(n-1)}[(n-1)x_0] = \theta_n[(n-1)x_0] = \theta_{mn} \end{array}\right\}, \quad (28)$$

$$\left.\begin{array}{l} \left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=x_0} = -\lambda \cdot A' \cdot B_1 \frac{d}{dx}\left[e^{-a_1(x-x_0)}\right]_{x=x_0} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \left(\frac{P_{0x}}{2}\right)_{x=(n-1)x_0} = -\lambda \cdot A' \cdot B_1 \frac{d}{dx}\left[e^{-a_1[x-(n-1)x_0]}\right]_{x=(n-1)x_0} \end{array}\right\}, \quad (29)$$

cînd sursele se aplică la $x = x_0, \ldots x = (n-1)x_0$, aflăm pentru constanta B_1 expresiile:

$$\left.\begin{array}{l} B_1 = \frac{\theta_{m2} - \theta_s}{1 + 2e^{-a_1 x_0}}, \\ B_1 = \frac{\theta_{m3} - \theta_s}{1 + e^{-a_1 x_0} + e^{-2a_1 x_0}}, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ B_1 = \frac{\theta_{mn} - \theta_s}{1 + \sum_1^{(n-1)} \exp(-\varphi(x))}. \end{array}\right\} \quad (30)$$

Din condiţiile (29) şi relaţiile (30) se pot determina temperaturile maxime în fiecare contact.

Notînd pentru cazul studiat:

$$\frac{P_{0x}}{2\sqrt{\alpha \cdot s \cdot \lambda \cdot A'}} = \Delta\theta_m = \text{const.}, \qquad (31)$$

care reprezintă creşterea de temperatură faţă de temperatura de referinţă θ_s, pentru contactele din dreapta axei de simetrie (fig. 1), se poate scrie:

$$\theta_{m(n-3)} = \Delta\theta_m(1 + 2e^{-a_1x_0} + 2e^{-2a_1x_0} + 2e^{-3a_1x_0} + e^{-4a_1x_0} + \ldots + e^{-(n-4)a_1x_0} + \theta_s$$
$$\theta_{m(n-2)} = \Delta\theta_m(1 + 2e^{-a_1x_0} + 2e^{-2a_1x_0} + e^{-3a_1x_0} + e^{-4a_1x_0} + \ldots + e^{-(n-4)a_1x_0} + e^{-(n-3)a_1x_0} + \theta_s$$
$$\theta_{m(n-1)} = \Delta\theta_m(1 + 2e^{-a_1x_0} + e^{-2a_1x_0} + e^{-3a_1x_0} + e^{-4a_1x_0} + \ldots + e^{-(n-4)a_1x_0} + e^{-(n-3)a_1x_0} + e^{-(n-2)a_1x_0}) + \theta_s \qquad (32)$$
$$\theta_{mn} = \Delta\theta_m(1 + e^{-a_1x_0} + e^{-2a_1x_0} + e^{-3a_1x_0} + e^{-4a_1x_0} + \ldots + e^{-(n-4)a_1x_0} + e^{-(n-3)a_1x_0} + e^{-(n-2)a_1x_0} + e^{-(n-1)a_1x_0}) + \theta_s$$

Axa de simetrie transversală

din care se deduce pentru n — impar:

$$\theta_{mk} > \theta_{m(k+1)} > \ldots > \theta_{m(n-1)} > \theta_{mn}, \qquad (33)$$

iar pentru n — par:

$$\theta_{m(k+1)} > \theta_{m(k+2)} > \ldots > \theta_{m(n-1)} > \theta_{mn}. \qquad (34)$$

Datorită distribuţiei simetrice a contactelor faţă de axa transversală (fig. 1) avem egalităţile:

$$\left.\begin{aligned} &\theta_{m1} = \theta_{mn} \\ &\theta_{m2} = \theta_{m(n-1)} \\ &\cdots\cdots\cdots \\ &\theta_{m(k-1)} = \theta_{m(k+1)}\text{; pentru } n \text{ — impar} \\ &\theta_{mk} \quad = \theta_{m(k+1)}\text{; pentru } n \text{ — par.} \end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

Concluzii

Valorile temperaturilor maxime în contacte determină o curbă descendentă [inegalităţile (33) şi (34)], cu valoarea cea mai mare în axa de simetrie (n — impar), sau în cele două contacte din vecinătatea axei (n — par).

În sistemul (32) se observă că numărul termenilor de forma $2e^{-\varphi(x_0)}$, conţinuţi în expresiile temperaturilor maxime corespunzătoare unui anumit contact, este egal cu numărul de contacte situate în dreapta contactului considerat. De exemplu, pentru contactul numărul $(n-3)$, expresia temperaturii acestuia va conţine trei termeni de forma $2e^{-\varphi(x_0)}$, deoarece are spre dreapta în total trei contacte, numerotate cu $(n-2)$; $(n-1)$ şi n. Cînd n este impar, contactul din axa de simetrie va determina în expresia temperaturii maxime numai termeni de forma $2e^{-\varphi(x_0)}$. De exemplu, pentru $n = 9$, din (32) pentru contactul din axa de simetrie avem:

$$\theta_{m(n-4)} = \theta_{m5} = \Delta\theta_m(1 + 2e^{-a_1x_0} + 2e^{-2a_1x_0} + 2e^{-3a_1x_0} + 2e^{-4a_1x_0}) + \theta_s,$$

iar cînd $n = 8$, pentru cele două contacte vecine, de o parte şi de alta a axei de simetrie transversale, avem:

$$\theta_{m(n-4)} = \theta_{m4} \quad \text{şi} \quad \theta_{m(n-3)} = \theta_{m5}$$

şi deci:

$$\theta_{m4} = \theta_{m5} = \Delta\theta_m(1 + 2e^{-a_1x_0} + 2e^{-2a_1x_0} + 2e^{-3a_1x_0} + e^{-4a_1x_0}) + \theta_s,$$

rezultînd trei termeni de forma $2e^{-\varphi(x_0)}$ şi unul de forma $e^{-\varphi(x_0)}$.

Comparînd cele două valori maxime, rezultă evident inegalitatea:

$$(\theta_{m5})_{n=9} > (\theta_{m5})_{n=8}.$$

Din (32) şi din exemplul precedent se trage concluzia importantă că valorile temperaturilor maxime în contacte cresc cu micşoarea parametrului spaţial x_0 şi, de asemenea, cu sporirea numărului de contacte n rezultat evident, deoarece creşte fluxul termic suplimentar (nP_{0x}, unde, aşa cum s-a mai arătat, P_{0x} este cantitatea de căldură suplimentară dezvoltată în unitatea de timp în fiecare contact). Numărul mărimilor exponenţiale, aflate între parantezele sistemului (32), este egal cu $(n-1)$.

În ipoteza că pierderile (P_{0x}), dezvoltate în contacte şi parametrii de material ai căii de curent, la solicitări termice mari, variază cu temperatura, atunci parametrul $\Delta\theta_m$ capătă expresia:

$$\Delta\theta_m(\theta) = \frac{P_{0x}(\theta)}{2\sqrt{\alpha(\theta) \cdot s \cdot \lambda(\theta) \cdot A'}},$$

ceea ce complică mult rezolvarea problemei.

Bibliografie

[1] *Zaleskii, A. M., Kukekov, G. A.* Teplovîie rascioti elektriceskih apparatov. Leningradskoe otdelenie, Izd. Energhia, 1967.

[2] *Barbu, I.* Contribuţii privind unele fenomene electrotermice din siguranţele cu fuzibile şi modelarea lor. Timişoara, teză de doctorat, 1971.

[3] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin, Göttinger, Heidelberg, Springer-Verlag, 1954.

Intrat în redacţie la 3.VIII.1974

CZ 621.313.001.5

CÎMP MAGNETIC
TURBOGENERATOR
ZONA FRONTALĂ

Metodă analitică de calcul a cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere

D. STOIA şi G. CURIAC * — Bucureşti

1. Introducere

Datorită naturii tridimensionale a cîmpului magnetic, a formei geometrice complexe a capetelor de bobină şi a frontierelor, determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în zona frontală a turbogeneratoarelor prezintă mari dificultăţi. În literatura de specialitate se relevă, în principiu, următoarele căi de determinare a acestui cîmp :

— utilizarea modelelor analogice sau fizice [1—3];

— efectuarea de măsurători direct pe maşini [4];

— soluţionarea analitică sau grafoanalitică cu utilizarea calculatoarelor electronice [5—7];

În lucrarea de faţă, considerîndu-se metodele expuse în [6—8], folosind metoda şi modelul elaborate de Catedra de electrotehnică a Institutului politehnic-Bucureşti, se prezintă o metodă analitică de calcul, reproducîndu-se cît mai exact condiţiile existente în maşina reală în privinţa geometriei capului de bobină statoric, prin folosirea unor sisteme de curenţi complete, corespunzătoare solenaţiei tangenţiale statorice, dispuse pe suprafeţe cilindrice. Efectul de capăt nu a fost luat în considerare, întreaga suprafaţă frontală fiind presupusă de permeabilitate infinită.

2. Determinarea expresiilor păturilor de curent corespunzătoare capetelor de bobină

Distribuţia reală a curentului din capetele de bobină s-a înlocuit prin „benzi" de curent echivalente, de tip sinusoidal, dispuse pe suprafeţe cilindrice. Circulaţia curentului prin una din benzile echivalente, corespunzătoare capului de bobină statoric, este reprezentată în figura 1.

Ţinînd seamă de ansamblul capetelor de bobină din zona frontală şi de geometria lor, se identifică păturile corespunzătoare componentelor axială şi tangenţială ale curentului :

$P'_1P'_2$ şi $P'_4P'_5$ — pătura de curent axială i_z;

$P'_2P'_3$ şi $P'_3P'_4$ — pătura de curent axială i_z şi pătura de curent tangenţială i_θ.

Repartiţiile spaţiale ale armonicelor fundamentale ale păturilor de curent sînt determinate ca în [8]. Repartiţia spaţială a amplitudinii fundamentalei păturii curentului tangenţial din stator este reprezentată în figura 2, iar în figura 3 este arătată repartiţia spaţială a amplitudinii fundamentalei păturii curentului axial statoric.

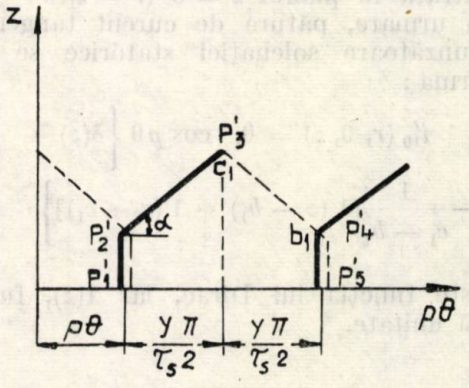


Fig. 1. Banda de curent statorică.

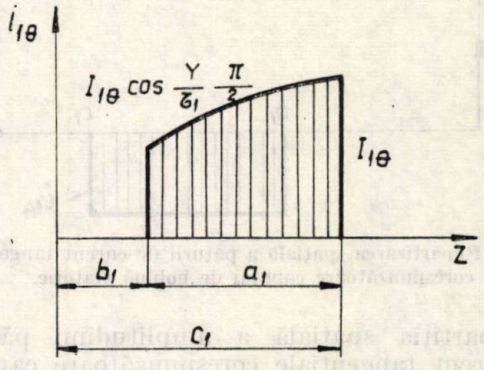


Fig. 2. Repartizarea spaţială a armonicei fundamentale a păturii curentului tangenţial din stator.

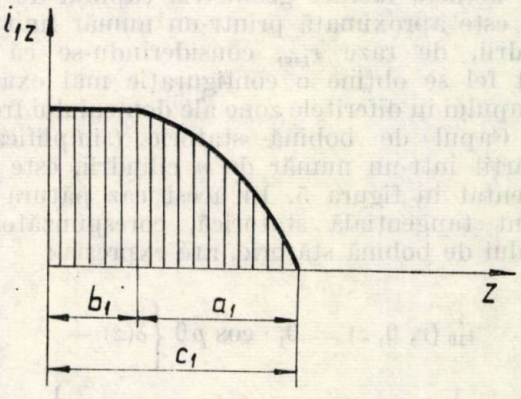


Fig. 3. Repartizarea spaţială a armonicei fundamentale a păturii curentului axial din stator.

* Dr. ing. *D. Stoia* lucrează în cadrul Universităţii din Braşov, iar ing. *G. Curiac* lucrează la ICPET-Bucureşti.

Este de remarcat că păturile de curent $i_{1\theta}$ (t, θ, z)-tangenţială şi i_{1z} (t, θ, z)-axială, satisfac condiţia de continuitate:

$$\frac{\partial i_{1\theta}}{r_{1s}' \partial \theta} + \frac{\partial i_{1z}}{\partial z} = 0. \qquad (1)$$

Datorită faptului că repartiţia de curent tangenţială este asociată cu cea axială prin condiţia de continuitate (1), sistemul de curenţi corespunzător capului de bobină statoric se consideră echivalent cu solenaţia statorică tangenţială distribuită în domeniul $b_1 \leqslant z \leqslant c_1$, pe un cilindru de rază $r = r_{1s}$, cu o întoarcere concentrată în planul $z = 0$ $(r = r_{1s})$.

Prin urmare, pătura de curent tangenţială corespunzătoare solenaţiei statorice se scrie sub forma:

$$i_{1\theta}'(r, \theta, z) = \theta_1 \cdot \cos p\theta \left\{ \delta(z) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{c_1 - b_1} [1(z - b_1) - 1(z - c_1)] \right\}, \qquad (2)$$

$\delta(z)$ este funcţia lui Dirac, iar $1(z)$, funcţia treaptă unitate.

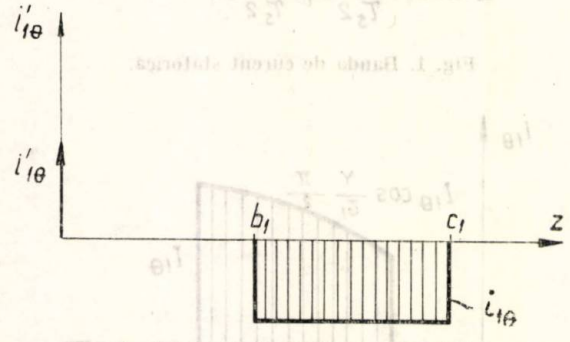


Fig. 4. Repartizarea spaţială a păturii de curent tangenţiale corespunzătoare capului de bobină statoric.

Repartiţia spaţială a amplitudinii păturii de curent tangenţiale corespunzătoare capului de bobină statoric, în funcţie de z, $1a\theta = 0$, este reprezentată în figura 4.

În această lucrare geometria capului de bobină este aproximată printr-un număr finit de cilindrii, de raze r_{1sv}, considerîndu-se că în acest fel se obţine o configuraţie mai exactă a cîmpului în diferitele zone ale domeniului frontal. Capul de bobină statoric (simplificat), împărţit într-un număr de n cilindrii, este reprezentat în figura 5. În acest caz pătura de curent tangenţială statorică, corespunzătoare capului de bobină statoric, are expresia:

$$i_{1\theta}'(r, \theta, z) = \theta_1 \cdot \cos p\theta \left\{ \delta(z) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{z_{1\vartheta r} - z_{1\vartheta l}} [1(z - z_{1\vartheta_1}) - 1(z - z_{1\vartheta l})] \right\}. \qquad (3)$$

În urma celor expuse domeniul frontal, cu sistemul de curenţi corespunzător capului de bobină statoric, este cel prezentat în figura 6.

Capul de bobină rotoric este reprezentat schematic în figura 7. În bobina inferioară, de

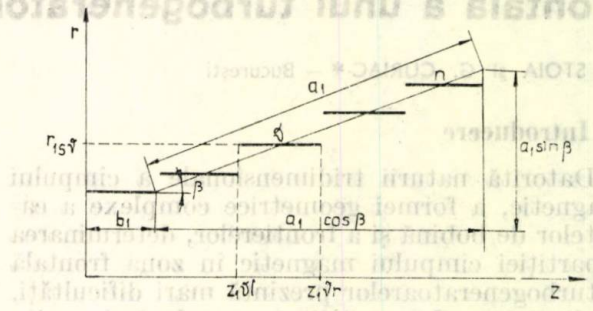


Fig. 5. Împărţirea capului de bobină statoric cu $\beta \neq 0$ în n suprafeţe de înlocuire.

exemplu, curenţii circulă în direcţie axială de la P_1 la P_2 şi de la P_3 la P_4, respectiv în direcţie tangenţială de la P_2 la P_3.

Procedîndu-se analog ca la stator, s-a determinat un sistem de curenţi corespunzător solenaţiei rotorice, definit în domeniul $b_1 \leqslant z \leqslant c_2$ (fig. 7), ca o pătură de curent (în sensul axei θ negative), distribuită pe un cilindru de rază $r = r_{2r}$, cu o întoarcere concentrată în planul $z = 0$ [8].

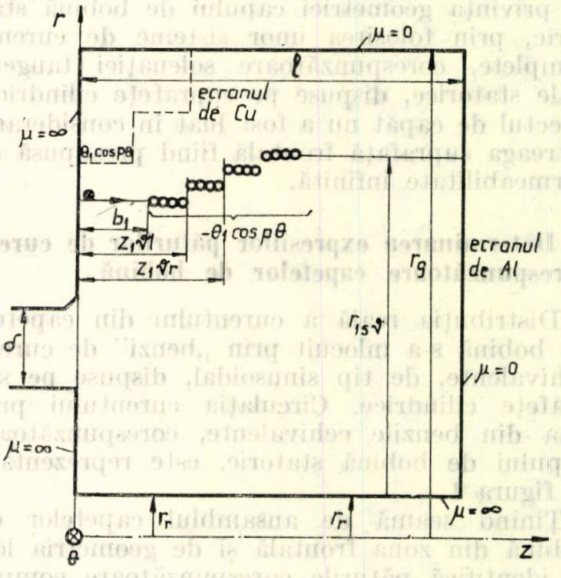


Fig. 6. Domeniul frontal cu sistemul de curenţi corespunzător capului de bobină statoric.

Prin urmare, pătura de curent tangenţială rotorică este:

$$-i_{2\theta}'(r, \theta, z) = \theta_2 \cdot \cos p\theta \left\{ \delta(z) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{c_2 - b_2} [1(z - b_2) - 1(z - c_2)] \right\}, \qquad (4)$$

unde solenația rotorică tangențială θ_2 s-a obținut prin integrarea expresiei păturii de curent tangențiale rotorice [8] de la:

$$z_1 = b_2 \text{ la } z_2 = c_2 \text{ (fig. 7).}$$

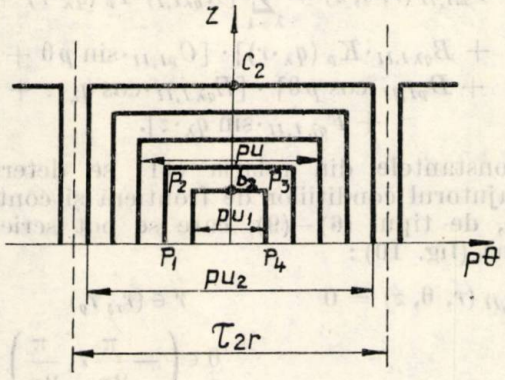


Fig. 7. Reprezentarea schematică a capului de bobină rotoric.

Repartiția spațială a amplitudinii păturii de curent tangențiale corespunzătoare capului de bobină rotoric, în funcție de z, pentru $\theta = 0$ este arătată în figura 8.

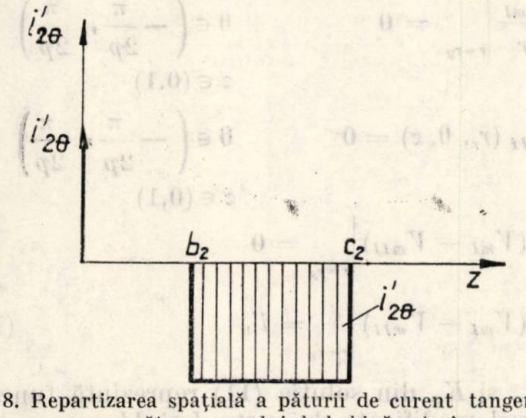


Fig. 8. Repartizarea spațială a păturii de curent tangențial corespunzătoare capului de bobină rotoric.

Domeniul frontal cu sistemul de curenți corespunzător capului de bobină rotoric este prezentat în figura 9.

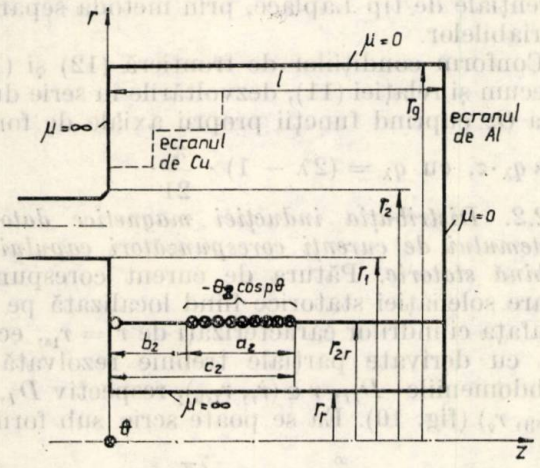


Fig. 9. Domeniul frontal cu sistemul de curenți corespunzător capului de bobină rotoric.

3. Determinarea analitică a cîmpului magnetic în zona frontală

Determinarea cîmpului magnetic s-a făcut prin integrarea ecuației de tip Laplace a potențialului magnetic scalar, utilizîndu-se metoda separării variabilelor, pentru anumite condiții de frontieră și continuitate.

3.1. Ipoteze de calcul. Domeniul frontal (figurile 6 și 9) s-a simplificat, ca în figura 10, în domeniul dreptunghiular de dimensiuni l și $r_g - r_r$; l este distanța de la fața frontală a dinților statorici pînă la ecranul de cupru, r_g este distanța de la axa mașinii la ecranul de cupru, iar r_r este raza axului rotoric.

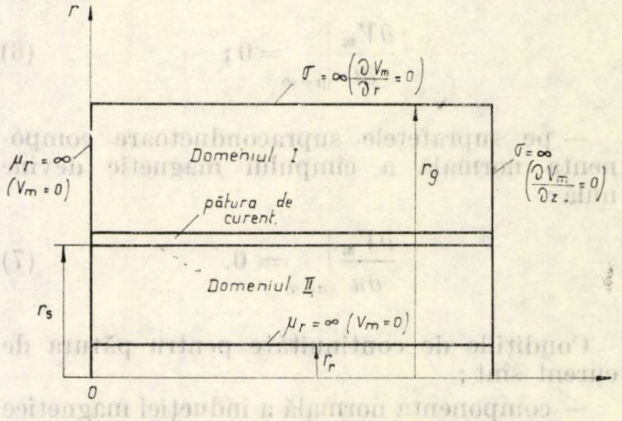


Fig. 10. Domeniul simplificat folosit la determinarea repartiției cîmpului.

Suprafețele $z = 0$ și $r = r_r$ ale domeniului se consideră de permeabilitate infinită ($\mu = \infty$), iar celelalte două laturi ale domeniului, corespunzătoare carcasei mașinii și ecranului de cupru, se consideră perfect conductoare ($\sigma = \infty$). Această ultimă condiție de frontieră are un caracter aproximativ, fiind aplicabilă mai mult pentru ecranul de cupru care ocupă doar o porțiune din lungimea frontierei.

În cele ce urmează se determină repartiția cîmpului magnetic, cu considerarea efectului sistemului de curenți corespunzător capetelor de bobină statorice și rotorice; se neglijează crestarea armăturilor și se are în vedere mașina neecranată.

Se consideră numai regimul cvasistaționar și se presupune o distribuție sinusoidală a tensiunilor magnetomotoare și a tuturor mărimilor care depind de ea, de-a lungul circumferinței mașinii.

3.2. Distribuția inducției magnetice datorită sistemelor de curenți corespunzătoare capetelor de bobină. Repartiția de curent tangențială și repartiția de curent axială, corespunzătoare capetelor de bobină, sînt asociate prin condiția de continuitate.

Prin urmare, se va considera solenația tangențială definită ca o pătură de curent (în sensul axei θ negative) în domeniul $z_{1\theta l} \leqslant z \leqslant z_{1\theta r}$

— pentru stator — și $b_2 \leqslant z \leqslant c_2$ — pentru rotor —, distribuită pe cilindrii de rază r_{1s}, respectiv r_{2r}, cu o întoarcere concentrată în planul $z = 0$ la $r = r_{1sl}$, pentru stator și la $r = r_{2r}$, pentru rotor.

În domeniul considerat se rezolvă ecuația Laplace a potențialului magnetic scalar:

$$\Delta V_m = 0. \tag{5}$$

Condițiile de frontieră ce trebuie satisfăcute sînt:

— pe suprafețele de permeabilitate infinită componenta tangențială a cîmpului magnetic trebuie să se anuleze:

$$\left.\frac{\partial V_m}{\partial t}\right|_{\mu=\infty} = 0; \tag{6}$$

— pe suprafețele supraconductoare componenta normală a cîmpului magnetic devine nulă:

$$\left.\frac{\partial V_m}{\partial n}\right|_{\sigma=\infty} = 0. \tag{7}$$

Condițiile de continuitate pentru pătura de curent sînt:

— componenta normală a inducției magnetice rămîne constantă la trecerea printr-o pătură de curent:

$$\left.\frac{\partial V_{mI}}{\partial n}\right|_{r=r_s} = \left.\frac{\partial V_{mII}}{\partial n}\right|_{r=r_s} \text{ (fig. 10)}; \tag{8}$$

— la trecerea dintr-un mediu în altul, componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic se micșorează sau se mărește cu mărimea componentei normale a păturii de curent:

$$\left.\frac{\partial V_{mI}}{\partial t}\right|_{r=r_s} = \left.\frac{\partial V_{mII}}{\partial t}\right|_{r=r_s} \pm i_n. \tag{9}$$

Problema se rezolvă separînd soluția dată de pătura de curent statorică, de soluția dată de pătura de curent rotorică.

3.2.1. Soluția ecuației Laplace a potențialului magnetic scalar. Spațiul frontal este împărțit de păturile de curent în două domenii, D_I și D_{II} (fig. 10). Ecuația de tip Laplace a potențialului magnetic scalar pentru aceste domenii, în coordonate cilindrice, este de forma:

$$\frac{\partial^2 V_{mI,II}}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial V_{mI,II}}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\cdot\frac{\partial^2 V_{mI,II}}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 V_{mI,II}}{\partial z^2} = 0. \tag{10}$$

În acest caz soluția adecvată pentru ecuația (10), considerîndu-se numai armonica fundamentală a cîmpului învîrtitor, este de forma [9]:

$$V_{mI,II}(r, \theta, z) = \sum_{\lambda=1}^{\infty} [A_{q\lambda I,II}\cdot I_p(q_\lambda\cdot r) + B_{q\lambda I,II}\cdot K_p(q_\lambda\cdot r)]\cdot[C_{pI,II}\cdot\sin p\theta + D_{pI,II}\cdot\cos p\theta]\cdot[E_{q\lambda I,II}\cdot\cos q_\lambda\cdot z + F_{q\lambda I,II}\cdot\sin q_\lambda\cdot z]. \tag{11}$$

Constantele din relația (11) se determină cu ajutorul condițiilor de frontieră și continuitate, de tipul (6)—(9), care se pot scrie sub forma (fig. 10):

$$V_{mI,II}(r, \theta, z) = 0 \qquad r \in (r_r, r_g),\ \theta \in \left(-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}\right) \tag{12}$$

$$\left.\frac{V\partial_{mI,II}}{\partial z}\right|_{z=1} = 0 \qquad r \in (r_r, r_g),\ \theta \in \left(-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}\right) \tag{13}$$

$$\left.\frac{\partial V_{mI}}{\partial r}\right|_{r=r_g} = 0 \qquad \theta \in \left(-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}\right),\ z \in (0,1) \tag{14}$$

$$V_{mII}(r_r, \theta, z) = 0 \qquad \theta \in \left(-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}\right),\ z \in (0,1) \tag{15}$$

$$\left.\frac{\partial}{\partial r}(V_{mI} - V_{mII})\right|_{r=r_s} = 0 \tag{16}$$

$$\left.\frac{\partial}{\partial z}(V_{mI} - V_{mII})\right|_{r=r_s} = i'_\theta \tag{16a}$$

I_p și K_p din soluția (11) reprezintă funcțiile Bessel modificate de speța *I* și *II*.

Din relațiile (11) și (16a) se observă că expresiile păturilor de curent trebuie dezvoltate în serie Fourier pentru a deveni condiții de continuitate adecvate rezolvării unei ecuații diferențiale de tip Laplace, prin metoda separării variabilelor.

Conform condițiilor de frontieră (12) și (13), precum și relației (11), dezvoltările în serie după axa *Oz* cuprind funcții proprii axiale de forma $\cos q_\lambda\cdot z$, cu $q_\lambda = (2\lambda - 1)\cdot\frac{\pi}{21}$.

3.2.2. Distribuția inducției magnetice datorită sistemului de curenți corespunzători capului de bobină statoric. Pătura de curent corespunzătoare solenației statorice fiind localizată pe suprafața cilindrilor caracterizați de $r = r_{1s}$, ecuația cu derivate parțiale trebuie rezolvată în subdomeniile D_{II}, $r \in (r_r, r_{1s\vartheta})$, respectiv D_I, $r \in (r_{1s\vartheta}, r_g)$ (fig. 10). Ea se poate scrie sub forma:

$$i'_{1\theta}(\theta, z) = \sum_{\lambda=1,3}^{\infty} a_{1\lambda\vartheta}\cdot\cos\frac{\lambda\pi}{21}z\cdot\cos p\theta, \tag{17}$$

unde coeficientul dezvoltării în serie Fourier este dat de relaţia :

$$a_{1\lambda\vartheta} = \theta_1 \cdot \cos p\theta \cdot \left[\frac{2}{l} - \frac{4}{\lambda\pi} \cdot \frac{2}{z_{1\vartheta r} - z_{1\vartheta l}} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \sin \frac{\lambda\pi}{2l} \cdot \frac{z_{1\vartheta r} - z_{1\vartheta l}}{2} \cdot \cos \frac{\lambda\pi}{2l} \cdot \frac{z_{1\vartheta r} + z_{1\vartheta l}}{2} \right]. \quad (18)$$

Impunîndu-se condiţiile la limită (12)—(16), se obţine potenţialul magnetic scalar în cele două domenii :

$$V_{1mI,II}(r, \theta, z) = \sum_{\lambda=1,3}^{\infty} \sum_{\vartheta=1}^{n} \left[A_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot I_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) + \right.$$

$$\left. + B_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot K_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) \right] \cdot \cos p\theta \cdot \sin \frac{\lambda\pi}{2l} z \cdot \quad (19)$$

Conform relaţiilor de legătură între potenţialul magnetic scalar şi inducţia magnetică, se obţin componentele acesteia din urmă :

$$B_{1rI,II}(r, \theta, z) = -\mu_0 \sum_{\lambda=1,3}^{\infty} \sum_{\vartheta=1}^{n} \left[A_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot I'_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) + \right.$$

$$\left. + B_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot K_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) \right] \cdot \cos p\theta \cdot \sin \frac{\lambda\pi}{2l} z ; \quad (20)$$

$$B_{1\theta I,II}(r, \theta, z) = \frac{p\mu_0}{r} \sum_{\lambda=1,3}^{\infty} \sum_{\vartheta=1}^{n} \left[A_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot I_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) + \right.$$

$$\left. + B_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot K_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) \right] \cdot \sin p\theta \cdot \sin \frac{\lambda\pi}{2l} z ; \quad (21)$$

$$B_{1zI,II}(r, \theta, z) = -\mu_0 \sum_{\lambda=1,3}^{\infty} \sum_{\vartheta=1}^{n} \frac{\lambda\pi}{2l} \cdot \left[A_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot I_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) + B_{1\lambda\vartheta I,II} \cdot K_p \left(\frac{\lambda\pi}{2l} r \right) \right] \cdot \cos p\theta \cdot$$

$$\cdot \cos \frac{\lambda\pi}{2l} z \cdot \quad (22)$$

Constantele $A_{1\lambda\vartheta I,II}$ şi $B_{1\lambda\vartheta I,II}$ se obţin din următorul sistem de ecuaţii, scris sub formă matricială :

unde $a'_{1\lambda\vartheta} = a_1 \frac{2l}{\lambda\pi}$.

3.2.3. Distribuţia inducţiei magnetice datorită sistemului de curenţi corespunzători capului de bobină rotoric. Pătura de curent corespunzătoare solenaţiei rotorice fiind localizată pe suprafaţa cilindrului caracterizat de $r = r_{2r}$, ecuaţia cu derivate parţiale trebuie rezolvată în subdomeniile D_{II}, $r \in (r_r, r_{2r})$, respectiv D_I, $r \in (r_{2r}, r_g)$ (fig. 10).

Procedîndu-se exact ca în paragraful precedent, se pot obţine uşor componentele inducţiei magnetice rotorice.

4. Concluzii

Cu ajutorul metodei analitice de calcul prezentată în această lucrare se pot calcula componentele cîmpului magnetic din zona frontală a turbogeneratoarelor, datorat capetelor de bobină, pe baza cunoaşterii repartiţiei spaţiale a solenaţiei tangenţiale corespunzătoare armăturilor statorică şi rotorică.

Este de remarcat că prin alegerea unui număr de suprafeţe cilindrice de raze diferite se poate aproxima geometria oricărui cap de bobină statoric. În felul acesta se poate determina repartiţia cîmpului magnetic din apropierea capetelor de bobină, în condiţii mai apropiate de cele existente în maşina reală, în vederea evaluării eforturilor electromagnetice în caz de scurtcircuit.

Datorită faptului că se ignoră prezenţa întrefierului, metoda prezentată va fi completată prin introducerea solenaţiei corespunzătoare întrefierului.

Bibliografie

[1] *Kant, M.* Étude du champ magnétique de la partie frontale d'un turboalternateur. In : RGE, vol. **75**, nr. 7—8, p. 915—922, 1966.

[2] *Hawley, R., Edwards, I., M., Neaton, I., M.* Turbogenerator end-region magnetic fields. Qualitative prediction by field plotting. In : Proc. I.E.E., vol. **114**, nr. 8, p. 1107—1114, 1967.

[3] *Oprişan, P., Costică, S.* Determinarea componentei axiale a cîmpului magnetic în zona frontală a turbogeneratorului. In : Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, tom. **22**, nr. 2, p. 381—397, 1972.

$$\begin{bmatrix} A_{1\lambda\vartheta I} & B_{1\lambda\vartheta I} & A_{1\lambda\vartheta II} & B_{1\lambda\vartheta II} & = \\ I_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & K_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & -I_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & -K_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & a_{1\lambda\vartheta} \\ I'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & K'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & -I'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & -K'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_{1s\vartheta}\right) & 0 \\ I'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_g\right) & K'_p\left(\frac{\lambda\pi}{2f} r_g\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_r\right) & K_p\left(\frac{\lambda\pi}{2l} r_r\right) & 0 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

[4] *Glebov, I., Danilievitch, B., Khoutoreiski, G., Postnikov, I.* Recherches concernant les pertes et les échauffements dans les partie frontales des turbo-alternateurs a refroidissement direct. CIGRÉ, sesion de 1970.

[5] *Darrieux, G.* Determination et tracé des champs à trois dimensions. Application aux têtes de bobines, notamment des turboalternateurs. In: RGE, vol. **76**, nr. 3, p. 333—353, 1967.

[6] *Tegopoulos, J. A.* Determination of the Magnetic Field in the End Zone of Turbine Generators. In: I.E.E.E. Transsactions on Power App. and Sys., vol. **67**, nr. 8, p. 562—582, 1963.

[7] *Reece, A. B., Pramanik, A.* Calculation of the End Region Field of A. C. Machines. In: Proc. I.E.E., vol. **112**, nr. 7, p. 1355—1368, 1965.

[8] *Tegopoulos, I. A.* Current Sheets Equivalent to End-Winding Currents of Turbine-Generator Stator and Rotor. In: E.E.E. Transactions on Power App. and Sys., vol. **64**, nr. 2, p. 700—706, 1963.

[9] *Boll, M.* Tables numériques universelles. Paris, Dunod, 1964, ed. a III-a, 902 pag. 122 tabele, p. 740—741.

Intrat în redacție la 4.XI.1974

CZ 621—56 59; 621—315.51 :537.312—62

SUPRACONDUCTIBILITATE
CRIOELECTROTEHNICA
ELECTROENERGETICA

Criomașini electrice și alte aplicații

VIRGIL STĂNCULESCU * — București

1. Introducere

Mașinile electrice cu circuite răcite la temperaturi criogenice sînt denumite criomașini electrice și constituie un alt domeniu al aplicațiilor materialelor electrotehnice la temperaturi joase, în general, și al supraconductibilității în special.

În mare, randamentul unei mașini electrice este proporțional cu produsul dintre densitatea fluxului magnetic și densitatea de curent.

Materialele supraconductoare și hiperconductoare permit creșterea acestor doi factori pînă la un ordin de mărime pentru fiecare, deci, o mărire apreciabilă a randamentului. Acest deziderat este însă limitat și condiționat de următoarele aspecte principale:

— utilizarea curentului continuu în elementele supraconductoare și protejarea lor față de cîmpurile și curenții variabili;

— considerarea fenomenelor de magneto-rezistență la utilizarea circuitelor hiperconductoare;

— fabricarea de criomașini de puteri mari pentru a compensa economic costul ridicat al procedeelor criogenice de realizare a temperaturilor joase.

Metoda cea mai simplă constă în înlocuirea înfășurărilor de cîmp constant ale mașinilor în c.a. sau c.c. cu înfășurări, în special, supraconductoare.

2. Criomașini

2.1. Criomașini în curent continuu. Așa cum s-a arătat în alte numere ale revistei, înlocuirea parțială a bobinajelor la mașinile electrice conduce la realizarea unor criomașini semisupraconductoare, în care numai bobinajele de cîmp constant sînt supraconductoare. Soluțiile experimentate și realizate, în prezent, în majoritatea lor, s-au aplicat pentru tipul unipolar.

Criomașinile mari de acest tip prezintă avantaje substanțiale față de mașinile convenționale de curent continuu, și anume: creșterea puterii unitare și nominale, dimensiuni mici, randamente mai mari chiar la turații scăzute etc.

Incovenientul principal rămîne tot costul mijloacelor de răcire, care, în ultimă instanță, determină eficiența economică. Din acest punct de vedere, studiile efectuate [1]; [2]; [3] au arătat că eficiența economică este mai mare cu cît este mai mare puterea și randamentul unei criomașini.

În principiu, o astfel de criomașină în curent continuu este constituită dintr-un disc de cupru, care se rotește într-un cîmp constant și normal pe suprafața lui, producîndu-se o tensiune radială pe disc. Cîmpul magnetic constant, cu valori cît mai ridicate, este realizat printr-un bobinaj supraconductor.

Schematic [2] o astfel de criomașină este arătată în figura 1.

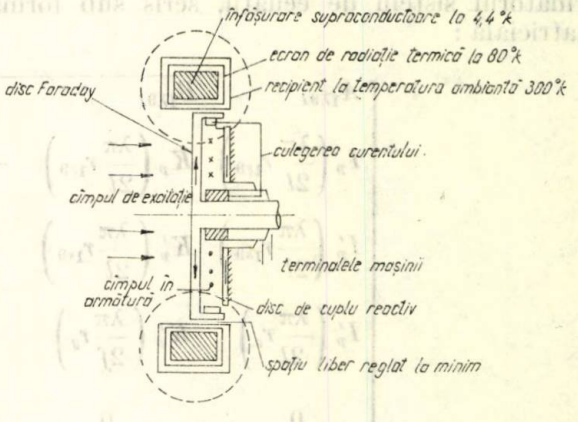


Fig. 1. Elementele unei **criomașini** de c.c. cu disc.

* Fizician *Virgil Stăneulescu* este cercetător științific principal la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică ICPE-București.

Acest principiu poate fi aplicat atît utilizînd un disc de cupru rotitor ca în figura 1, cît şi un cilindru gol, descoperit la capete, un tambur, ca în figura 2.

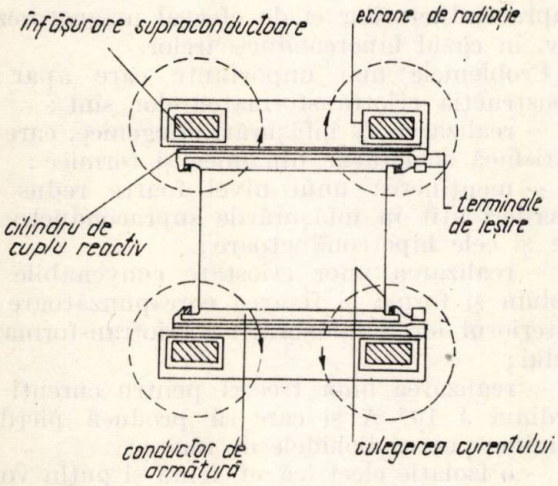


Fig. 2. Elementele criomaşinii cu tambur.

Problemele principale la acest tip de maşini, care pot funcţiona atît ca generatoare de c.c., cît şi ca motoare sînt următoarele [2]:

— realizarea unei tensiuni joase ($\approx 10^2$V);
— necesitatea unor perii de contact pentru curenţi de intensitate mare ($\approx 10^3$A).

Interesante ca performanţe şi aplicaţii sînt rezultatele obţinute în Anglia [1, 2, 3]. International Research and Development Co., a construit o criomaşină unipolară cu disc dublu, avînd următoarele performanţe:

P — 2,5 MW (3 250 CP);
U — 450 V;
H — 35 kG (bobinaj supraconductor cu conductori pe bază de $Nb-Ti$);
I — 5 800 A (curentul total);
N — 200 rot/minut;
periile — cupru şi grafit.

Aceasta este cea mai mare maşină de acest tip construită pînă acum şi din 1968 funcţionează la staţia de pompare a centralei electrice din Fawley.

2.2. Criomaşinile de curent alternativ. Dintre maşinile în curent alternativ, cele cu aptitudini maxime pentru utilizarea supraconductoarelor sînt maşinile sincrone, care pretind un cîmp magnetic constant pentru inductor şi, în special, turboalternatorul în domeniul puterilor foarte mari.

Limita actuală de putere la turbogeneratorul bipolar cu o lungime activă de fier de 8 m este de circa 1 200 MVA [4]. La turbogeneratoarele clasice pierderile pentru obţinerea cîmpului inductor (excitator) sînt mari, datorită limitării diametrului rotorului şi, deci, reducerea posibilităţii de răcire forţată a acestuia. Limita de 1 200 MVA ar putea fi depăşită, eventual în detrimentul răcirii, însă aceasta ar atrage pierderi Joule inacceptabile în excitaţie.

Utilizarea bobinajelor supraconductoare apare ca o soluţie raţională, cu următoarele avantaje principale:

— reducerea la valori neglijabile a pierderilor Joule;
— prin eliminarea miezului de fier, se măreşte spaţiul disponibil al solenaţiei şi al dispozitivului de răcire.

Bineînţeles că aceste avantaje, care conduc la creşterea puterii şi a randamentului, sînt compensate în parte de costul instalaţiei de refrigerare şi de dificultăţile tehnologice de realizare a unui criostat gigant, care se roteşte cu viteza de ordinul a 10^3 rot/min.

Sînt necesare totuşi calcule de optimizare pentru stabilirea unei eficienţe economice avantajoase.

Un astfel de turbogenerator trebuie să aibă bobinajul supraconductor plasat pe suprafaţa interioară a unui cilindru, pentru a anula efectul forţelor centrifuge cu valori foarte mari ($\approx 5.10^3$ kgf), fiind în acelaşi timp într-un curent de heliu lichid, care este adus şi evacuat prin arborele rotorului. Tehnologic, problema principală este centrarea întregii structuri a rotorului supraconductor. Schematic, rotorul supraconductor al unui astfel de turbogenerator este arătat după Hadlow şi Lindley [2] în figura 3.

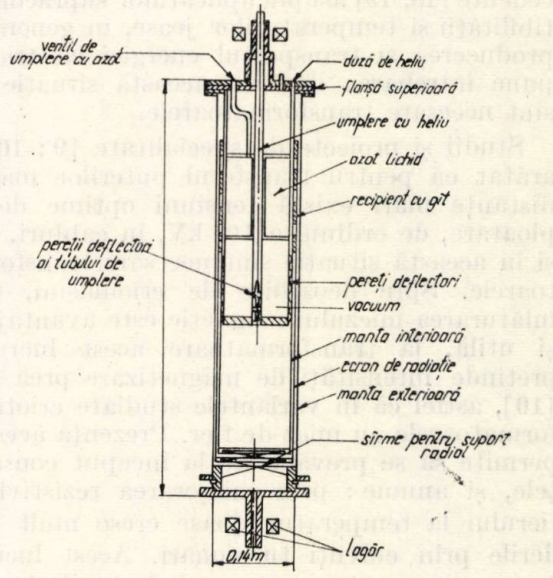


Fig. 3. Criostat rotitor pentru generator de 87 kVA.

Deşi la prima vedere ideea realizării unor astfel de maşini pare foarte dificilă, din punct de vedere tehnologic, şi în mod corespunzător, avînd un cost ridicat, construirea lor este astăzi o realitate.

Se constată că, în ţările industrializate, programele pentru criomaşini în curent continuu

au fost abordate cu precădere în Anglia. Pentru turboalternatoarele cu rotor supraconductor programele sînt abordate mai ales în Statele Unite ale Americii. Acest lucru este explicabil dacă se consideră raportul lui Național Power Commission din 1964, care prevede în S.U.A. pînă în 1980 unități energetice de 1 500 pînă la 2 000 MVA.

Reușita acestor programe a permis inițierea în S.U.A. a unor proiecte pentru turboalternatoare cu rotor supraconductor de 1 000 MVA, a căror schemă [1, 2] este arătată în figura 4.

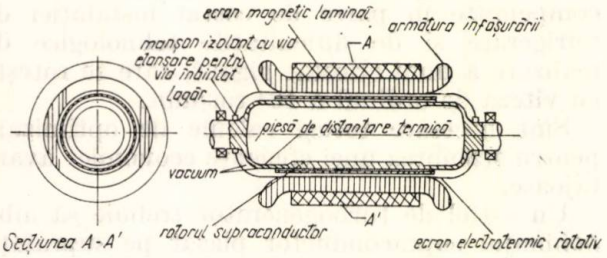


Fig. 4. Elementele unui generator sincron cu rotor supraconductor de 1 000 MVA.

3. Criotransformatoare

Creșterea necesarului de energie electrică (dublarea lui la interval de 10 ani în țările industrializate) impune și creșterea puterii specifice și nominale pentru transformatoare.

Considerînd analiza făcută în capitolele precedente [16, 19] asupra aplicațiilor supraconductibilității și temperaturilor joase, în general, la producerea și transportul energiei electrice se pune întrebarea dacă în această situație mai sînt necesare transformatoarele.

Studii și proiecte de specialitate [9; 10] au arătat că pentru transferul puterilor mari la distanțe mari există tensiuni optime de exploatare, de ordinul a 10^2 kV, în cabluri. Deci și în această situație sînt necesare transformatoarele. Spre deosebire de criomașini, unde înlăturarea miezului magnetic este avantajoasă și utilă, la transformatoare acest lucru ar pretinde intensități de magnetizare prea mari [10], astfel că în variantele studiate criotransformatoarele au miez de fier. Prezența acestuia permite să se prevadă de la început consecințele, și anume: prin micșorarea rezistivității fierului la temperaturi joase cresc mult pierderile prin curenți turbionari. Acest lucru a fost constatat și experimentat în lucrările efectuate de autor [11]. De asemenea, capacitatea calorică mare a miezului pretinde cantități și pierderi suplimentare ale lichidului de răcire și prin aceasta o creștere importantă a cheltuielilor. Se ajunge în acest fel la formula constructivă în care miezul feromagnetic se găsește la temperatura ambiantă, iar înfășurările în criostate la temperaturi joase.

Criotransformatorul permite, astfel, densități de curent mult superioare față de transformatoarele convenționale (pînă la 100 ori mai mare), densități care sînt limitate de doi factori: de cîmpul critic al materialului în cazul supraconductorilor și de efectul magnetorezistiv, în cazul hiperconductoarelor.

Problemele mai importante care apar la construcția criotransformatoarelor sînt:

— realizarea de înfășurări criogenice, care să satisfacă solicitările dinamice și termice:

— menținerea unui nivel foarte redus de pierderi atît în înfășurările supraconductoare, cît și cele hiperconductoare;

— realizarea unor criostate convenabile ca volum și formă și fixarea corespunzătoare în interiorul lor a înfășurărilor criotransformatorului;

— realizarea unor treceri pentru curenți de ordinul a 10^3 A și care să producă pierderi minime pentru lichidele de răcire;

— o izolație electrică eficientă și puțin voluminoasă;

— probleme ale circuitului magnetic pentru reducerea dispersiei fluxului;

— considerarea comportării materialelor supraconductoare la curent alternativ.

Ținînd seamă de cele arătate, apar trei posibilități pentru realizarea unor criotransformatoare de utilizare industrială, și anume:

— cu înfășurări din supraconductori de tip 1, care au pierderile mai reduse în c.a.;

— cu înfășurări din supraconductori de tip 3, care admit cîmpuri critice mai ridicate;

— cu înfășurări hiperconductoare, care au pierderi mai reduse în c.a.

În toate cazurile miezul feromagnetic este menținut la temperatura ambiantă. Pentru experimentări cu caracter orientativ și determinări calitative, autorul a lucrat cu modele reduse de criotransformatoare imersate în întregime în mediul criogenic la temperaturi joase [11; 12], această variantă reprezentînd un caz particular pentru cercetare.

Criotransformatoarele cu înfășurări supraconductoare de tip 1 au cîmpul critic cu valori mici. De exemplu, pentru niobiu $H_{c_1} = 1\,000$ A/cm, în timp ce la transformatoarele convenționale actuale sînt intensități de magnetizare superioare acestei valori. Reducerea cîmpului ar pretinde înfășurări parțiale, care la rîndul lor determină un volum mare și tensiuni de scurtcircuit mici. Astfel, acest tip de criotransformatoare nu este indicat, datorită volumului mare (comparabil cu al transformatoarelor clasice) și a prețului de cost și exploatare ridicat, chiar pentru puterile mari.

Supraconductorii de tip 3 prezintă avantajul unor valori critice ridicate.

Criotransformatoarele cu înfășurări din acest tip de materiale permit intensități de magnetizare foarte mari ($V_{a_3}Ga$ are $H_{c_2} \approx 3{,}5 \cdot 10^6$

A/cm). Dezavantajul principal constă în pierderile în curent alternativ. Aceste pierderi au valori mari chiar la 50 Hz în supraconductori de tip 3 și, în plus, amplitudinea mare a cîmpului magnetic variabil produce pierderi și în stabilizatorul (Cu) cu care este cuplat materialul supraconductor. Aceste efecte limitează aplicațiile care cer intensități mari ale cîmpului magnetic și în stadiul actual nu se recomandă criotransformatoarele cu supraconductori de speța 3, ca fiind avantajoase. Aceste considerații explică interesul manifestat prin studii și proiecte pentru criotransformatoarele cu înfășurări hiperconductoare [9; 13].

Experimentări efectuate de „Alsthom" și „L'Air liquide" pentru criotransformatoare au utilizat la înfășurări bandă din aluminiu lată de cîțiva mm și cu grosimea de 0,2—0,5 mm.

Pentru izolația electrică sînt recomandați dielectricii despre care s-a vorbit [19]; s-a considerat cazul unei puteri de 600 MVA (tabelul 1).

Tabelul 1

Comparație între un transformator clasic de 600 MVA și un criotransformator cu înfășurări hiperconductoare de aceeași putere — după Burnier [13]

Denumirea caracteristicii	Transformator clasic	Criotransformator
Puterea	600 MVA	600 MVA
Greutatea fierului	167 tone	81 tone
Pierderi în fier	300 kW	147 kW
Pierderi în înfășurări	1 700 kW	14 kW
Pierderi de refrigerare	—	570 kW
Total pierderi	2 000 kW	730 kW

În figura 5, este prezentată după Gerlach și Müller [10] variația cheltuielilor anuale de exploatare (materiale și pierderi) la transformatorul clasic în ulei și la criotransformatorul cu înfășurări hiperconductoare răcit în hidrogen lichid, funcție de puterea nominală.

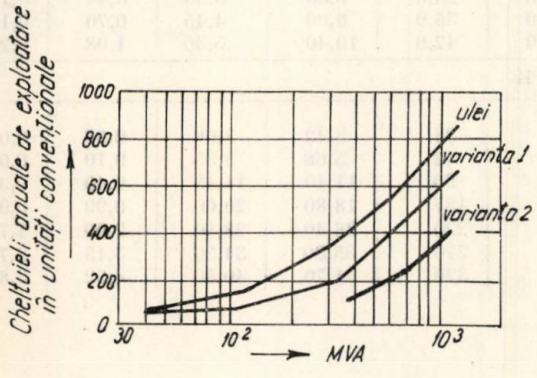


Fig. 5. Cheltuieli de exploatare anuale la transformatorul răcit cu ulei și la cel răcit cu H în funcție de puterea nominală $K = K_m + K_e$:

K_m — cheltuieli anuale de materiale; K_e — cheltuiei anuale reprezentînd pierderile; varianta 1 — mașină frigorifică proprie; varianta 2 — cu mașină frigorifică deservind mai multe criotransformatoare.

Rezultă că utilizarea criotransformatoarelor devine rentabilă pentru puteri mari, superioare lui 500 MVA și în condițiile exploatării în comun de către mai multe unități, a unei singure instalații criogenice. Un impediment serios îl constituie, în stadiul actual, siguranța în exploatare și mai ales deconectarea imediată la scurtcircuit (pentru a se proteja instalația criogenică), lucru care nu este posibil în exploatarea rețelei.

În cadrul I.C.P.E. s-au făcut mai multe experimentări cu criotransformatoare. Datorită mijloacelor modeste de experimentare și stadiul inițial al cercetării, experimentările efectuate au un caracter de orientare calitativă [11, 19].

Rezultatul determinărilor la 4,2°K și 300°K este arătat în tabelele 2, 3, 4, 5 și 6.

Cu caracter orientativ, experimentările au permis evaluări asupra performanțelor. Astfel, puterea transformatorului în azot crește de aproximativ 6 ori (tab. 6), ceea ce permite să se prevadă o scădere a greutății de circa 2 ori și a gabaritului, de aproximativ 3÷3,5 ori. Aceste concluzii experimentale sînt în acord cu studiile de specialitate amintite (tab. 1 și [10; 13]).

Totuși, deși atrăgătoare și interesantă prin avantajele cu caracter electrotehnic, utilizarea industrială a criotransformatoarelor nu este de imediată actualitate. Siguranța în funcționare, comportarea supraconductorilor la curent alternativ și, în special, costul mai ridicat și randamentul scăzut ale instalațiilor criogenice constituie piedici importante.

Studii, cercetări, experimentări și proiecte se fac, în continuare, pe plan mondial și rezultatele lor prevăd utilizarea la scară industrială a criotransformatoarelor în anii '80.

5. Magneți pentru G.M.H.D. (generatoare magmagneto-hidrodinamice)

Magnetohidrodinamica (M.H.D.) reprezintă unul din procedeele interesante de conversie a energiei electrice. Acest procedeu a exercitat și încă mai menține o mare putere de atracție pentru cercetătorii unor noi surse de energie electrică.

Aspectele și problemele teoretice și tehnologice pentru electromagneții destinați G.M.H.D. sînt cele generale menționate la magneții criogenici [16]. O particularitate specifică o constituie forma de șa (fig. 6) a acestor magneți, formă impusă de configurația geometrică a întrefierului constituit din canalul de conversie.

Autorul a analizat efectul adoptării de magneți criogenici hiperconductori, cu folie de aluminiu la 77°K [15], efect prezentat în tabelul 7.

Tabelul 2

Determinări la transformatorul cu miezul din alsifer la 300 °K şi 4,2 °K

Mersul în gol					Mersul sub sarcină constantă (R_2 = 130 Ω)							
U_1, V	I_1, mA	U_2, V	$\frac{U_2}{U_1}$	J_1, $\frac{A}{mm^2}$	U_1, V	I_1, mA	U_2, V	I_2, mA	J_1, $\frac{A}{mm^2}$	J_2, $\frac{A}{mm^2}$	S_1, VA	S_2, VA
T = 300°K												
1,5	50	0,175	0,35	2,8	0,5	56	0,16	0,28	3,2	3,6	0,028	0,00045
1,0	100	0,350	0,35	5,7	1,0	107	0,29	0,62	5,2	7,9	0,107	0,0018
1,5	150	0,520	0,34	8,6	1,5	160	0,43	0,98	9,2	12,5	0,240	0,0042
2,0	190	0,660	0,33	10,8	2,0	216	0,57	—	12,3	—	0,432	—
2,5	240	0,820	0,33	13,6	2,5	264	0,68	—	15,0	—	0,660	—
3,0	282	0,950	0,32	16,1	3,0	312	0,81	—	17,7	—	0,940	—
3,5	332	1,07	0,31	18,9	3,5	354	0,85	—	20,4	—	1,240	—
4,0	360	1,17	0,29	20,4								
4,5	400	1,27	0,28	22,6								
5,0	436	1,37	0,28	24,6								
5,5	476	1,45	0,27	27,0								
6,0	504	1,55	0,26	28,6								
T = 4,2°K												
0,5	250	0,8	1,6	14,2	0,5	250	0,77	3,6	14,2	0,46	0,125	0,028
1,0	500	1,55	1,55	28,4	1,0	500	1,55	10	28,4	1,27	0,500	0,015
1,5	850	2,35	1,56	48,3	1,5	950	2,55	17	54,0	2,18	1,43	0,044
2,0	1200	3,0	1,50	68,2	2,0	1 250	3,10	21	71,3	9,68	2,50	0,065
3,0	2200	4,2	1,40	125,0	3,0	2 300	4,30	29	131,0	3,70	6,90	0,125
4,0	3300	5,0	1,25	188,0	4,0	3 500	5,10	40	199,0	5,10	13,50	0,204
4,83	4300	5,5	1,14	245,0	4,75	4 300	5,50	45	261,0	5,63	20,40	0,250

U_1; I_1 U_2, I_2, J_1, J_2 sînt tensiunile curenţii şi densităţile de curent în înfăşurări;
S_1, S_2 — puterea absorbită şi debitată în primar şi secundar.

Tabelul 3

Determinări la transformatorul cu miezul din ferosiliciu la 300°K şi 4,2°K

Mersul în gol					Mersul sub sarcină constantă (T_2 = 130Ω)							
U_1, V	I_1, mA	U_2, V	$\frac{U_2}{U_1}$	J_1, $\frac{A}{mm^2}$	U_1, V	I_1, mA	U_2, V	I_2, mA	J_1, $\frac{A}{mm^2}$	J_2, $\frac{A}{mm^2}$	S_1, VA	S_2, VA
T = 300°K												
0,5	18,5	0,94	1,88	1,05	0,5	16,5	0,68	1,5	0,98	0,19	0,0098	0,001
1,0	25,0	2,10	2,10	1,42	1,0	26,0	1,45	3,2	0,47	0,41	0,026	0,0046
1,5	31,0	3,20	2,10	1,76	1,5	37,5	1,98	8,4	2,07	1,07	0,056	0,0168
2,0	32,5	3,80	1,90	1,85	2,0	47,0	2,50	11,2	2,66	1,43	0,094	0,028
3,0	50,0	5,8	1,93	2,84	3,0	77,5	3,55	21,0	4,40	2,68	0,23	0,075
4,0	79,0	7,8	1,98	4,48	4,0	110	4,65	28,0	6,00	3,56	0,44	0,130
5,0	125	9,6	1,90	7,70	5,0	140	5,90	35,0	8,00	4,45	0,70	0,194
6,0	200	10,8	1,80	11,40	6,0	180	7,10	42,0	10,40	5,35	1,08	0,293
T = 4,2°K												
0,5	19	1,0	2,00	1,08	0,5	60	1	24	3,42	3,06	0,03	0,024
1,0	26	2,1	2,10	1,48	1,0	100	2	42	5,68	5,35	0,10	0,084
1,5	32	3,1	2,08	1,82	2,0	200	4	90	11,40	11,45	0,40	0,36
2,0	39	4,0	2,00	9,22	3,0	330	6	157	18,80	20,00	0,99	0,94
2,5	50	5,1	2,04	2,84	4,0	500	8	220	28,40	28,10	2,00	1,76
3,0	63	6,1	2,03	3,58	5,0	630	10	270	35,80	34,50	3,15	2,70
3,5	80	7,1	2,03	4,57	6,0	820	12	320	41,70	40,80	4,92	3,84
4,0	108	8,1	9,03	6,08								
4,5	140	9,1	2,02	8,00								
5,0	190	10,2	2,04	10,9								
5,5	256	11,2	2,03	14,6								
6,0	400	11,9	1,98	22,8								
7,0	500	12,5	1,96	28,4								
8,0	1 120	13,4	1,94	64,3								

U_1, U_2, I_1, I_2, J_1, J_2 sînt tensiunile, curenţii, densităţile de curent în înfăşurări;
S_1, S_2 — puterea absorbită şi debitată în primar şi secundar.

Tabelul 4

Determinări la „mersul în gol" la 300°K şi 77°K

U_1, V	I_1, mA	U_2, V	P_0, W	B, T	cos φ	R_0, Ω	X_0, Ω	Z_0, Ω
				$T = 300$°K				
5	18	5,5	0,0375	0,262	0,415	116	252	278
10	38	11,5	0,175	0,524	0,460	121	232	263
15	72	17,0	0,45	0,795	0,370	87	180	208
20	140	22,5	0,87	1,05	0,310	44,3	135	143
25	290	27,8	2,03	1,31	0,280	24,2	825	86
				$T = 77$°K				
5	17,7	5,6	0,0125	0,252	0,141	40,4	280	282
10	36,0	11,5	0,125	0,524	0,347	95,0	260	278
15	76,0	17,3	0,475	0,795	0,416	82,0	180	197
20	146,0	23,0	1,06	1,050	0,367	50,0	128	137
25	300,0	28,4	2,06	1,310	0,275	23,0	80	83,5

U_1 este tensiunea în primar; U_2 — tensiunea în secundar; I_0 — cure tul în primar; P_0 — pierderile la mersul în gol; cos φ — factorul de pierderi la mersul în gol; R_0 —rezistenţa echivalentă a pierderilor în fier; X_0—reactanţa echivalentă a pierderilor în fier; Z_0 — impedanţa echivalentă a pierderilor în fier.

Tabelul 5

Determinări la „mersul în scurtcircuit" la 300°K şi 77°K

U_1, V	I_1, mA	I_2K, mA	P_k W,	cos φ k	R_k, Ω	X_k, Ω	Z_k, Ω
				$T = 300$°K			
2	140	120	0,250	0,89	12,75	6,5	14,3
2,5	175	150	0,40	0,91	13,10	5,65	14,3
3	212	178	0,575	0,90	12,80	7,0	14,6
3,5	247	207	0,775	0,90	12,75	6,34	14,2
4	280	235	1,0	0,835	12,75	6,34	14,3
				$T = 77$°K			
1	214	181	0,017	0,081	0 36	4,7	4,7
2	440	380	0,05	0,062	0,25	4,55	4,56
3	655	560	0,125	0,075	0,29	4,6	4,60
4	870	745	0,23	0,060	0,30	4,6	4,60
5	1 100	950	0,36	0,066	0,30	4,55	4,55
6	1 310	1 130	0,53	0,067	0,31	4,56	4,56
9	2 000	1 700	1,25	0,67	0,30	4,50	4,50
10	2 200	1 880	1,45	0,067	0,30	4,55	4,55
11	2 420	2 050	1,90	0,071	0,323	4,55	4,55
12	2 630	2 240	2,37	0,075	0,35	4,56	4,56
13	2 850	2 450	2,60	0,070	0,32	4,56	4,56
14	3 000	2 600	2,30	0,071	0,33	4,70	4,70
15	3 200	2 800	3,40	0,071	0,34	4,70	4,70

U_k, I_{k1}, I_2 sînt valorile tensiunii şi curentului de scurtcircuit; P_k — pierderile în scurtcircuit; cos φ — factorul de pierderi în scurtcircuit; R_k — rezistenţa echivalentă a înfăşurării în scurtciruit; X_k — reacţia echivalentă a înfăşurării în scurtcircuit; Z_k — impedanţa echivalentă a înfăşurării în scurtcircuit.

Deşi entuziasmul anilor '60 pentru G.M.H.Di s-a mai temperat, în ultima vreme magneţi. criogenici (hiper şi supraconductori) pot contribui la un nou avînt. Acest lucru în contextul concepţiei de utilizare a G.M.H.D. ca centrale

Tabelul 6

Determinări la „mersul sub sarcină constantă" la 300°K şi 77°K

U_1, V	I_1, mA	P_1, W	U_2, V	I_2, mA	P_2, W	cos φ_2	R_2, Ω	%
				$T = 300$°K				
5	63,5	0,29	4,7	46	0,215	1	80	0,745
10	130	1,25	9,8	96	0,93	1	80	0,745
12,5	170	2,06	12,3	122	1,49	1	80	0,725
15	205	2,92	14,5	145	2,1	1	80	0,720
17,5	250	4,00	17,0	170	2,9	1	80	0,725
20	292	5,38	19,3	194	3,75	1	80	0,70
				$T = 77$°K				
5	68,5	0,33	6,0	51	0,306	1	100	0,93
10	145	1,37	10,8	110	1,19	1	100	0,87
12,5	190	2,32	13,8	140	1,93	1	100	0,83
15	240	3,30	16,4	165	2,7	1	100	0,82
20	360	6,25	22,5	225	5,05	1	100	0,81
5	450	2,0	3,8	390	1,48	1	10	0,74
10	940	8,5	8,1	800	6,48	1	10	0,76
12,5	1 200	13,4	10,0	1 000	10,0	1	10	0,83
15	1 400	18,5	12,4	1 900	14,9	1	10	0,806
17,5	1 650	25,3	14,4	1 400	20,2	1	10	0,80
20	1 940	36,4	16,5	1 600	26,4	1	10	0,725
22,5	2 200	43,0	18,6	1 800	33,4	1	10	0,775
25	2 450	53,5	20,8	2 000	41,6	1	10	0,775

U_1, I_1, U_2, I_2 sînt valorile tensiunii şi curentului sub sarcină constantă; cos φ_2 — factorul de pierderi sub sarcină constantă; R_2 — rezistenţa de sarcină; P_1 — puterea absorbită în primar; P_2 — puterea debitată în secundar.

de intervenţie cuplate cu o centrală termică clasică şi a cercetărilor materialelor refractare capabile a asigura durate de funcţionare continuă mai mari de 100 ore.

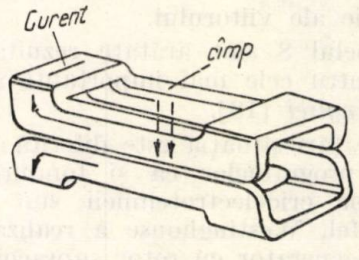


Fig. 6. Forma de şa a unui magnet supraconductor pentru *GMHD*.

6. Alte aplicaţii

În articolele precedente [19; 16] s-a făcut o prezentare strict necesară înţelegerii posibilităţilor de aplicaţie a supraconductivităţii şi temperaturilor joase în domeniile principale ale mijloacelor de producere şi transport a energiei electrice. Totuşi, lista acestor aplicaţii este mai mare şi se extinde şi în alte domenii [2].

Tabelul 7

Comparație între performanțele unui GMHD echipat cu electromagneți clasici de 20 kOe și în cazul echipării lui cu magneți criogenici hiperconductori de 70 kOe

	Varianta *GMHD*	l, m	D_i^2, m^2	H, kOe	Puterea utilă P_o, MW	Puterea utilă specifică P_{ou}, $MW \cdot m^{-1}$	Energia disipată W_{od}, MW	n = nr. de *GMHD* echivalente cu *EM* clasic	Valoare investiții și exploatare		Val. inv. + expl. P lei val/MW	
									per buc. lei val.	total n. 2.10^6 lei val.	el. mag. clasic	el. mag criogen.
0	Electromagnet clasic răcit cu apă (varianta de referință)	1,5	0,765	20	P_0	$P_{0u} \approx 10 MW$	W_{od}	1	2.10^6	2.10^6	2.10^6	—
1	Electromagnet criogenic cu azot lichid (var. 1)	1,5	0,765	70	$P_1 \cong 12 P_2$	$P_{1u} = 12\ P_{ou}$	$W_{1d} = W_{od} + 10\%$	12	$4,5.10^6$	$12.2.10^6$	2.10^6	$3,7.10^5$
2	Electromagnet criogenic cu azot lichid (var. 2)	0, 75	0,40	70	$P_2 \cong 6 P_0$	$P_{2u} \cong 12 P_{ou}$	$W_{2d} \cong W_{od}/2$	6	$2,4.10^6$	$6,2,10^6$	2.10^6	$3,7.10^5$

7. Concluzii

În articolele precedente [16; 19] s-au prezentat, într-o manieră generală, proprietățile materialelor electrotehnice la temperaturi joase, grupate în jurul fenomenelor de supraconductibilitate și a unora dintre aplicațiile în curs de realizare sau realizabile într-un viitor apropiat.

În cadrul acestei expuneri s-au prezentat și unele din rezultatele cercetărilor inițiate și efectuate la I.C.P.E. în decursul ultimilor ani.

Scopul acestor eforturi este asigurarea dezvoltării electrotehnicii peste barierele actuale, rezultînd din aplicarea în continuare a metodelor clasice, precum și o raționalizare satisfăcătoare a resurselor de energie de care dispune omenirea, fără a afecta necesitățile uriașe de energie ale viitorului.

În tabelul 8 sînt arătate rezultatele prognozei pentru cele mai importante aplicații *la nivelul Angliei* [18].

În alte țări situația este diferită: în S.U.A. avansul programelor ca și fondurile alocate aplicațiilor crioelectrotehnicii sînt considerabile. Astfel, Westinghouse a realizat în 1972 un turbogenerator cu rotor supraconductor de 5 MVA într-o serie de 5 exemplare, aceasta în cadrul unui program de construcție în anii '70 a unor turbogeneratoare supraconductoare de 15 MVA, destinate echipării navelor de comerț și militare. Programul prevede în anii '80 echiparea centralelor electrice cu astfel de turboalternatoare, avînd puteri pînă la 1 000 MVA. Tot în S.U.A. Massachusetts Institute of Technology a construit și a pus în probe, în 1972, un turbogenerator supraconductor de 2 MVA (anterior celui d la Westinghouse), în cadrul unui program de „feasability" și încă din cursul anului trecut s-a

Tabelul 8

Probabilitatea de realizare (alternativa optimistă) a principalelor aplicații ale crioelectrotehnicii în perioada 1970 — 1985, în Anglia

Anul	Supraconductori cu $T_c < 20°K$	Cel puțin 20 de generatori în c.c. de mare putere în exploatare	Generatori de mare putere în c.a	Cabluri supraconductoare în exploatare	Cabluri criogenice în exploatare
	Probabilitatea de realizare în %				
1970	—	—	—	—	—
1975	18 %	38 %	7 %	4 %	5 %
1980	32 %	80 %	12 %	12 %	18 %
1985	48 %	90 %	38 %	50 %	40 %

Notă: semnificația procentelor este următoarea: (81 — 100)% = aproape sigur că (se realizează); (61 — 80)% = foarte probabil că da; (41 — 60)% = probabilitate mijlocie; (21 — 40)% = foarte probabil că nu (se realizează); (0 — 20)% = aproape sigur că nu (se realizează).

început executarea proiectului unui turbogenerator supraconductor de 1 000 MVA, prevăzut a se realiza pînă în 1980.

Anglia și Japonia se străduiesc să reducă avansul obținut de S.U.A.

În orice caz, asistăm la o competiție al cărui preț este asigurarea surselor de energie electrică într-un viitor apropiat în cele mai avantajoase condiții.

Abordarea unor programe pentru aplicațiile temperaturilor joase în electrotehnică și energetică apare oportună și necesară și în România. După opinia noastră, în elaborarea unor astfel de programe trebuie considerate următoarele patru aspecte mai importante:

— complexitatea vastă, de la cercetări cu caracter fundamental pînă la cercetări tehnologice de mare finețe, cum ar fi realizarea unui bobinaj supraconductor la 4,2°K în criostate, care se rotesc cu o viteză de ordinul a 10^3 rot/min;

— necesitatea pentru mijloacele de cercetare și realizare a acestor programe. Aceste mijloace se referă atît la formarea unor specialiști, pe care, practic, nu-i avem în stadiul actual, cît și la dotări și investiții costisitoare, însă neapărat necesare;

— o durată de circa 20—25 ani, considerînd avansul țărilor puternic industrializate în acest domeniu, pe care l-au abordat încă de la începutul deceniului anilor '60;

— un aspect de coordonare a acestor programe, care potrivit celorlalte aspecte, nu poate fi asigurată de un institut sau minister, ci după părerea noastră de o comisie a unui for republican.

Articolul a urmărit, astfel, să prezinte sumar, pe cît posibil mai cuprinzător, cunoștințele și informațiile care au trezit și menținut interesul pentru aplicațiile supraconductibilității și temperaturilor joase în electrotehnică și electroenergetică, avînd ca scop dezvoltarea de preocupări necesare realizării și în țara noastră a acestor aplicații.

Bibliografie

[1] *Catteral, A. J.* Superconducting materials and their engineering applications. In: Contemp. Phys., vol. **12**, nr. 5, 1971, p. 495—544.

[2] *Hadlow, M. E., Bayles, J. A., Lindley, B. C.* Superconductivity and its applications to power engineering. In: Proc. IEE. Review, nr. 8, aug 1972, p. 1003—1032.

[3] *Ciubotaru, I.* ș.a. Studiu de orientare pentru organizarea cercetărilor aplicative privind supraconductivitatea. Documentație ICPE-București. dec 1968, p. 16—132.

[4] *Massar, E.* Aspekt der Anwendung tiefer Temperaturen in der Electrotechnik. In: ETZ — A, **89**, Heft 14, 1968, p. 335—339.

[5] *Thullen, P., Bejan, A.* ș.a. Superconductive syncronous machine. Comunicare la Conferința de criogenie din Boulden-Colorado, 1972.

[6] *Bejan, A.** Superconductive field winding for 2 MVA syncronous generator. Requirement for the Degree of Master of Science, at the Massachusetts Institute of Technology, iun 1972.

[7] * * * Superconducting rotor generates a power revolution. In: New Scientist, nov 1972, p. 332.

[8] * * * Construction of 60 MVA superconducting a.c. generator to start within three years. In: Electrical Review, nov 1972, p. 701.

[9] *Gerlach, H., Müller, K.* Apreciere tehnico-economică a transformatorului de joasă temperatură. Comunicare la a VII-a sesiune științifică I.C.P.E.-București, sep 1970.

[10] *Gerlach, H., Müller, K.* Die Andwendung der Tieftemperaturtechnik bei Transformatoren. In: Wissenschaftlich-technische Mitteilungen, I.P.H.-Berlin, nr. 10, oct 1969, p. 39—47.

[11] *Stănculescu, V., Nicolae, I. D.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație ICPE, 15—143, dec 1970.

[12] *Stănculescu, V., Nicolae, I. D., Pazstor, G., Nistor, Gh.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație I.C.P.E. 15207, iunie 1972.

[13] *Burnier, P.* Les cryomaschines électriques. In: SRBE (Bulletin de la Société Royale Belge des Electriciens), nr. 2, 1966, p. 123—131.

[14] * * * Centrale noi cu generatoare M.H.D. In: Electrotehnica, nr. 12, 1972, p. 83.

[15] *Roșca, V., Cedighian, S., Stănculescu, V., Pazstor, G.* Studii asupra electromagneților de c.c. pentru G.M.H.D. cu puteri de circa 10 MW și asupra sursei lor de alimentare. Documentație I.C.P.E. 162/72.

[16] *Stănculescu, V.* Temperaturile joase și viitorul lor în electrotehnică și electroenergetică. II. Electromagneți supraconductori și cabluri criogenice. In: Electrotehnica, nr. 4, mai 1975, p. 177.

[17] *Parks, E. D.* Superconductivity, vol. **1**, New York, M. Dekker, Inc., 1969.

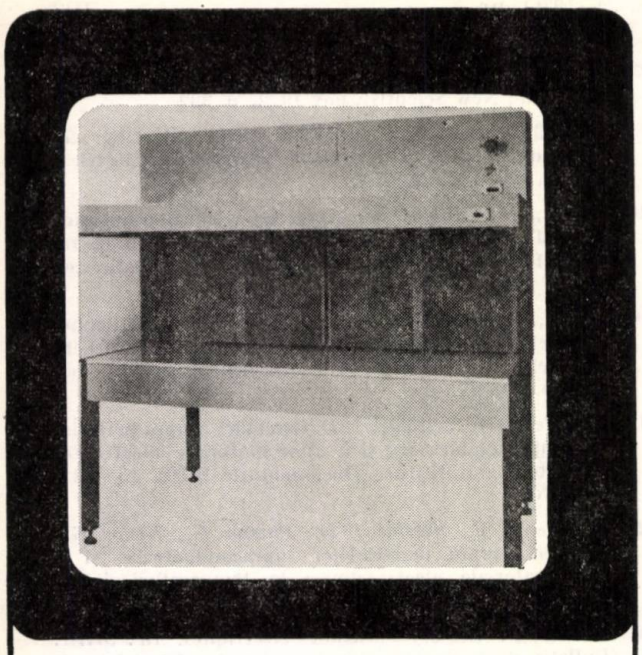
[18] *Hadlow, M. E.* Study of electrical engineering applications of superconduction and cryoconductors. Pt. 2, Technological forecast U.K. Electrical Research Association Depart. 70—27, 1970.

[19] *Stănculescu, V.* Supraconductori și materiale crioelectrotehnice. In: Electrotehnica, nr. 5, iulie 1975, p. 227.

[20] *Parks, E. D.* Superconductivity, vol. **II**, New York, M. Dekker. Inc. 1969.

* Inginerul român *Adrian Bejan*, Master of Science, este specialist în construcția de criomașini la Institute of Technology din Massachusetts (S.U.A.)

Intrat în redacție la 7.X.1974



Praful nu este dorit de către nimeni

Producătorii tehnicii de semiconductori şi microelectronicii îşi spun în acest sens cuvîntul.
Lor li se alătură pretutindeni: industria fotochimică şi optică, farmacia, medicina şi microbiologia şi, bineînţeles, industria constructoare de aparate de precizie.

Sistem de subansambluri pentru „locuri de muncă lipsite de praf"

Se acţionează după principiul de înlocuire. Aerul cu impurităţi este absorbit prin filtre brute şi presat, apoi prin filtre aerosol trece în încăperile de lucru. Succesul: un grad de desprăfuire de 99,97% pentru particule mai mari de 0,5 µm.

VEB ELEKTROMAT DRESDEN

Informaţii referitoare la export:
Ambasada R. D. G. în R. S. R.
Secţia Comercială
Biroul tehnico-comercial INVEST-EXPORT
Bucureşti 59
Str. Compozitorilor nr. 30 Sc. A

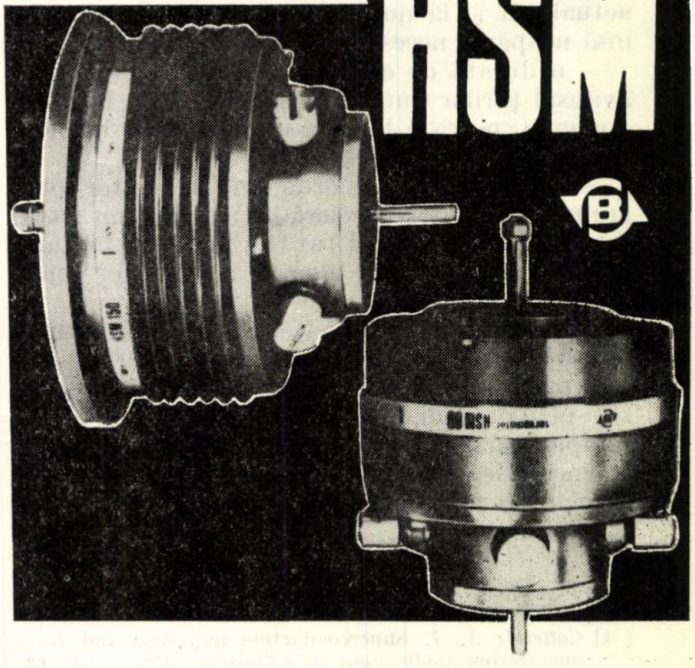
Exportator:

INVEST EXPORT

Intreprindere de Stat a
Republicii Democrate Germane
R.D.G. — 108 Berlin, Johannes-Dieckmann-Str. 7/9
Telefon: 224.0
Telex: 011 2695 diaie dd

PUBLICOM

Numai mărimea este mică la servomotoarele HSM



Cele mai importante calităţi caracteristice ale noilor servomotoare tip HSM sînt greutatea şi momentul lor de inerţie reduse, productivitatea specifică ridicată, posibilitatea de supraîncărcare ridicată şi constantele electromecanice de timp reduse.
Pot fi folosite la toate instalaţiile cu spaţiu limitat şi care nu suportă decît greutăţi mici, ca de pildă la instalaţiile suplimentare de calculatoare, diferite instrumente şi în automatizări.
Servomotoarele se livrează în următoarele execuţii: tip HSM 60 – momentul de inerţie al rotorului 38 g/cm², moment de rotaţie max 8,5 kgf/cm, număr de turaţii max. 4 500 turaţii/min, rezistenţa turaţiei 0,4 ohmi la 20°C şi conductibilitatea max 50 µH.
Tip HSM 150 – moment de inerţie al rotorului 130 gr/cm², moment de rotaţie max 22 kgf/cm, număr de turaţii max 3 600 turaţii/min, rezistenţa 0,7 ohmi la 20°C şi conductibilitatea max 115 µH.
Pentru detalii suplimentare, adresaţi-vă astăzi, încă, în scris firmei:

EXPORT IMPORT KOVO
PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Soudružská 2081
Praga 10 — Cehoslovacia

PUBLICOM

Pentru instalații industriale de automatizări

UN NOU TRADUCTOR ELECTRONIC cu performanțe tehnice îmbunătățite.

SPECIFICAȚII TEHNICE PRINCIPALE:

DIAMETRELE NOMINALE: 25, 40, 50, 80, 100, 150 200, 250, 300 mm.

DEBITUL MĂSURAT:

Minim		Maxim	
l/s	m^3/h	l/s	m^3/h
0,252	0,907	499,6	1800

CONDUCTIVITATEA MINIMĂ, a fluidului este de 200 μs/m (2 μmho/cm) dacă se utilizează un cablu de lungime minimă (mai mic de 1,5).

PRECIZIE :

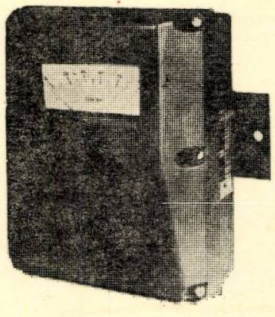
standard 1% din domeniu ;
opțional 0,5% din domeniu ;
(dacă sistemul este exploatat în aceleași condiții în care este reglat).

REPRODUCTIBILITATE: 0,25% din domeniu.
LINIARITATE: 0,25% din domeniu.
TENSIUNEA DE ALIMENTARE: 100, 120, 220, 240 V; 50 sau 60 Hz ± 3 Hz.

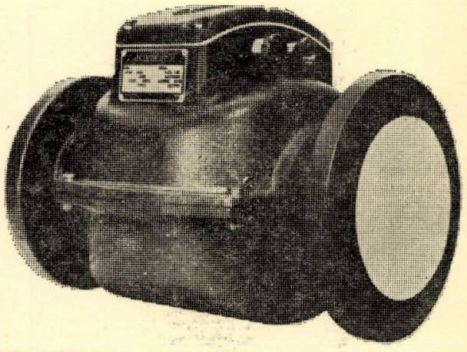
TEMPERATURA AMBIANTĂ: −30° ... + 60 °C.

CABLUL DE CONECTARE dintre debitmetru și adaptor este bifilar, cu conductoare ecranate separat, secțiune 2 × 0,75 mm^2, avînd două ecrane suplimentare izolate între ele, comune ambelor conductoare de semnal, tras în manta de cauciuc, cu diametrul exterior ∅15 mm. Lungimea maximă admisă a cablului depinde de tipul debitmetrului și de conductivitatea fluidului.

ADAPTOR PENTRU DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC MODEL: FE 96



DETECTOR ELECTROMAGNETIC DE DEBIT SERIA : FE 800



MATERIALUL TUBULUI DETECTORULUI: Oțel inoxidabil AISI 304 (echivalent W4301, V2ASUPRA MA4; SUS 27) căptușit cu teflon sau cauciuc poliuretanic.

Căptușeala	Diametrul nominal, mm	Presiune, bari	Temperatura maximă, °C
Teflon	25 la 300	10	175
Teflon	25 la 300	16	90
Teflon	25 la 100	vacuum	90
Teflon	150 la 300	vacuum	38
Poliuretan	50 la 300	vacuum la 16	70

MATERIALUL ELECTROZILOR: Oțel inoxidabil AISI 316 (echivalent W4401, V4ASUPRA, MASO; SUS 32).

FLANȘA DE PRINDERE: PN16
PROTECȚIA MECANICĂ A CARCASEI: IP65 STAS 5325−70.
PROTECȚIA Ex: Ex. 11B T3 conf. STAS 6077/1−73.

Semnal de ieșire

Semnal de ieșire	Rezistența de sarcină
2 ... 10 mA c.c.	0 ... 1600 Ohmi
4 ... 20 mA c.c.	0 ... 1000 Ohmi
0 ... 10 V c.c.	min. 2000 Ohmi
PROTECȚIA MECANICĂ A CARCASEI: IP 65 STAS 5325−70	
PROTECȚIA ELECTRICĂ: Ex. d. 11B.T4 conf. STAS 6077−73	

Rețineți adresa întreprinderii producătoare:

INTREPRINDEREA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

FEA

Calea Floreasca 242−248
BUCUREȘTI 30 ROMÂNIA
CĂSUȚA POȘTALĂ 3803
TELEFON 33.00.20
TELEX 011−83−757

Pentru informații tehnice suplimentare vă rugăm să vă adresați la Biroul relații

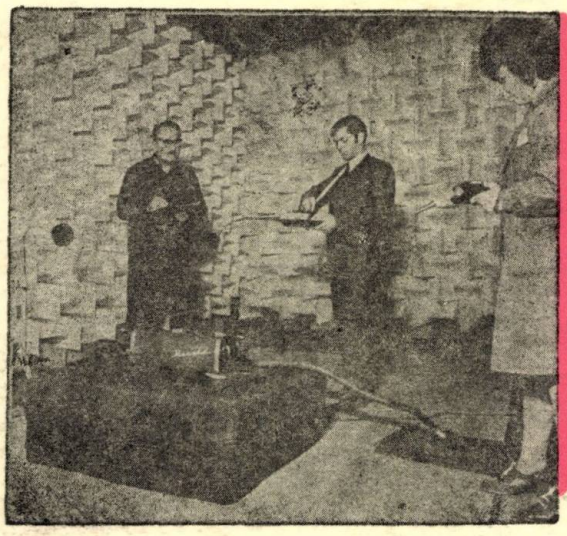
Telefon 33.00.20 — interior 183

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

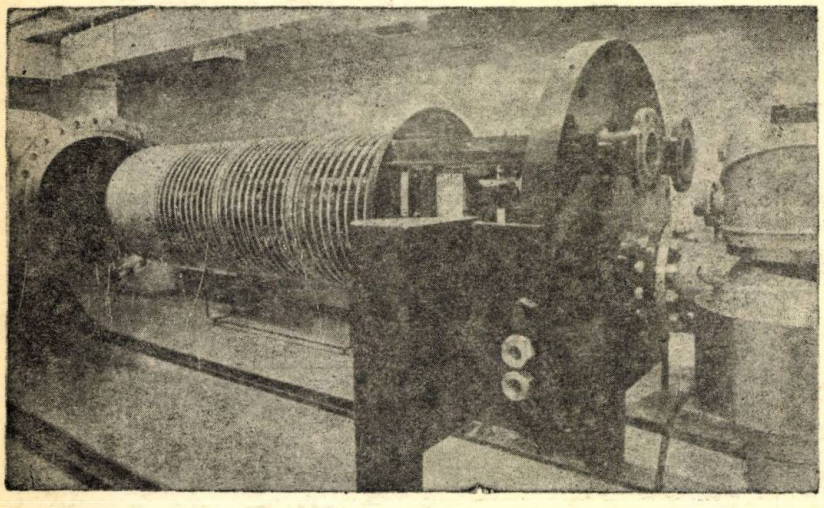
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

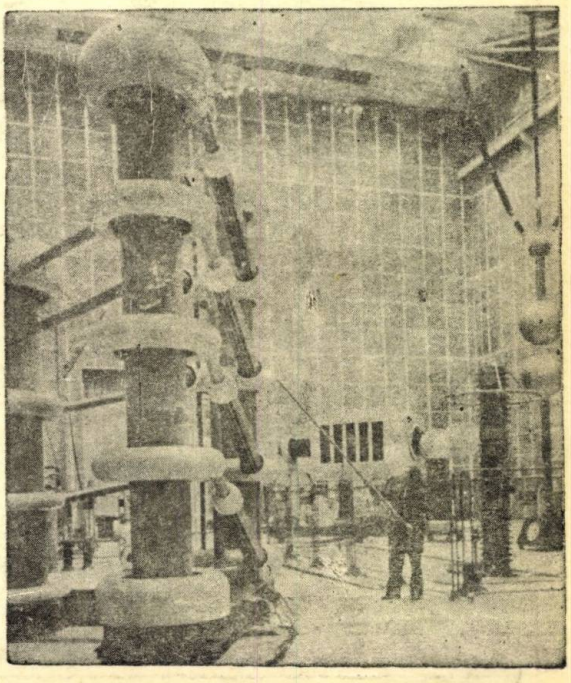


1976 AUG 2

La toate aceste întrebări ca și la alte problem din domeniul electrotehnic vă poate răspunde I stitutul de Cercetare pentru Industria Electroteh nică (I.C.P.E.) care în această perioadă își ir tocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de i cercări moderne, specialiști de înaltă calificar ateliere proprii de construcții prototipuri, o exp rientă de 25 ani în activitate care pledează favoarea încrederii pe care puteți să i-o acorda





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

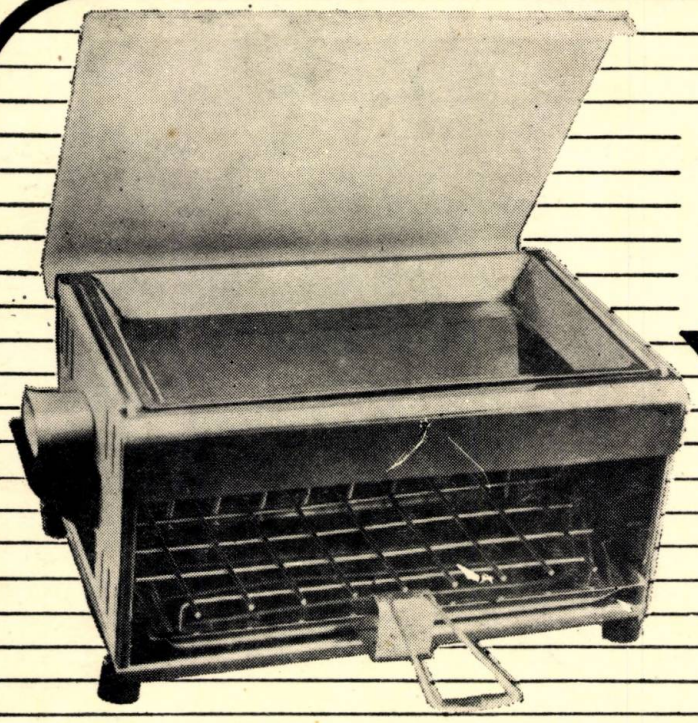
E 2040

R

REFERATA

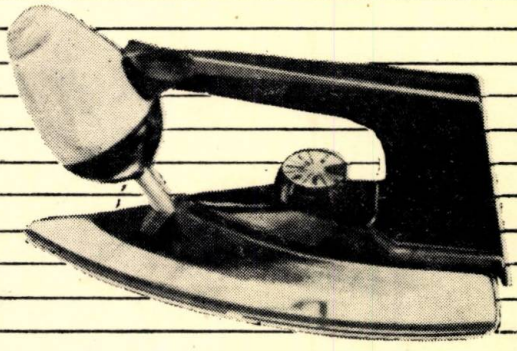
Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 24 • Nr. 4 • MAI 1976



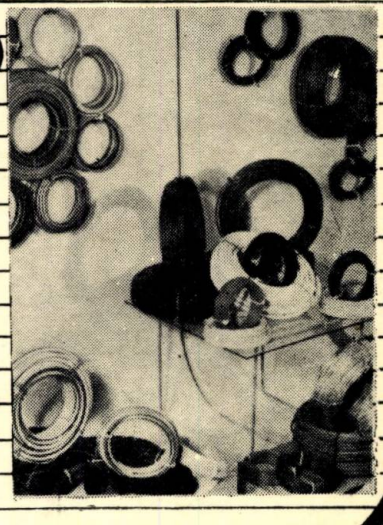
Întreprinderea ELECTROMUREŞ vă oferă o gamă largă de produse industriale şi electrocalorice de uz casnic, antene de televiziune, maşini de calculat electromecanice, conductori electrici, diverse tipuri de cordoane, cabluri de înaltă tensiune şi înaltă frecvenţă, cablaje electrice pentru autovehicule şi tractoare etc.

Produsele sînt realizate în mare varietate de forme, dimensiuni şi culori, la un înalt nivel calitativ.



Electromureş

4 300 Tg-Mureş str. Kossuth Lajos nr. 112—114. Telefon: 11 817—11 818—11 486. Telex: 035249



ELECTRO MUREŞ

OSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS 1383

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 4 mai 1976

CUPRINS

CZ 621.314.52

SISTEME DE ACŢIONARE
AGREGATE DE FORAJ
TRANSMISII ELECTRICE

Dan, I., Ciofu, V., Şerbănescu, B., Pavelescu, S. şi *Rădulescu, V.* : **Acţionarea diesel-electrică a instalaţiilor de foraj de mare adîncime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 85

Se prezintă acţionarea agregatelor de foraj, troliu, masă rotativă, pompe de noroi cu motoare de curent continuu, cu excitaţie separată, alimentate cu tensiune reglabilă de la grupuri diesel-generator de c.c. în sistem diesel-electric Ward-Leonard modernizat.

CZ 621.3.013 : 621.3.027.3

CÎMP ELECTRIC CONSTANT
TRANSFORMĂRI CONFORME
ÎNALTĂ TENSIUNE

Rotileanu, P. şi *Burtan, M.* : **Contribuţii la calculul suprafeţelor de cîmp constant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 90

Se stabileşte o metodă practică pentru trasarea suprafeţelor de cîmp constant.

CZ 621.313.32

MAŞINA SINCRONĂ
SCURTCIRCUIT BRUSC
ÎNFĂŞURĂRI AMORTIZOARE

Cîmpeanu, A. : **Asupra scurtcircuitului brusc al maşinii sincrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 94

Se urmăreşte prezentarea într-o formă unitară a proceselor de la scurtcircuitul brusc al maşinii sincrone, la considerarea mai multor înfăşurări amortizoare în rotor.

CZ 621.3.04 : 621.317.7.085.31

MECANISME DE ACŢIONARE
APARATE ELECTRICE
CALCULATOR NUMERIC

Marinescu, I., Sasu, M. şi *Şerbănescu, M.* : **Studiul parametrilor dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 98

Se studiază dispozitivele de acţionare prin impuls electromagnetic, destinate aparatelor de comunicaţie.

CZ 621.317.32 : 621.013

CÎMP ELECTROMAGNETIC
FORŢE VOLUMICE
MEDII CORPORALE

Daba, D. : **Forţa locală efectiv exercitată de cîmpul electromagnetic macroscopic în suprafeţele de discontinuitate ale mediilor corporale încărcate electric.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 102

Se deduce expresia forţei superficiale efective ce acţionează în suprafeţele de separaţie ce poartă o distribuţie de sarcină electrică.

CZ 621.319.4.062 : 621.316.5

BATERII DE CONDENSATOARE
COMUTAŢIE
SUPRACURENŢI

Râulescu, I. şi *Lăzărescu, R.* : **Conectarea bateriilor de condensatoare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 105

Analiza solicitărilor aparatelor de comutaţie pentru regimul de baterie simplă sau multiplă şi supracurenţii lor de conectare determinate de elementele de circuit locale.

CZ 621.376.6 :621.356

ELECTROMOBILE
SISTEME DE ACŢIONARE

Matlac, I. şi *Nemeznic, Gh.* : **Sistemul de acţionare a electromobilelor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 110

Evoluţia electromobilului. Avantajele şi dezavantajele diverselor sisteme de acţionare a electromobilelor în c.c. sau c.a.

CZ 621.337 : 621.315.052

FUNCŢIONARE SERVICII AUXILIARE
SISTEM DE ALIMENTARE
SOLICITĂRI TERMICE

Olariu, Gh. : **Dimensionarea şi funcţionarea optimă a serviciilor auxiliare pe LE 060—EA în sistemul de alimentare trifazat artificial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 116

Se prezintă diferite sisteme de acţionare a serviciilor auxiliare de pe vehicule.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.52

АГРЕГАТЫ БУРЕНИЯ
ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ ПРИВОДА

Дан, И., Чофу, В., Шербэнеску, Б., Павелеску, С., и Рэдулеску, В.: **Дизель-электрический привод глубинных буренных установок.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, Nr. 4, май 1976, стр. 85

Представлен привод агрегатов бурения: лебедка, вращающейся стол, грязевые насосы с двигателями постоянного тока, с отдельным возбуждением, питаемые регулируемым напряжением от узлов дизель-генератор постоянного тока в модернизированной дизель-электрической системе Вард-Леонард.

УДК 621.3.013:621.3.027.3

НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ
ПОСТОЯННОЕ
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КОНФОРМНЫЕ

Ротиляну, П., и Буртан, М.: **Вклады в вычисления поверхностей постоянного тока.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, Nr. 4, май 1976, стр. 90

Устанавливается практический метод трассировки площадей постоянного тока.

УДК 621.313.32

КОРОТКОЕ ЗАМЫКАНИЕ
МАШИНА СИНХРОННАЯ
ДЕМПФЕРНАЯ ОБМОТКА

Кымпяну, А., **Относительно внезапного короткого замыкания синхронной машины.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, Nr. 4, май 1976, стр. 94

Попытка представить в единой форме процессы от внезапного короткого замыкания синхронной машины при учёте нескольких роторных демпферных обмоток.

УДК 621.3.04:621.317.7.085.31

АППАРАТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ
ЦИФРОВАЯ ;
МЕХАНИЗМЫ ПРИВОДНЫЕ

Маринеску, И., Сасу, М., и Шербэнеску, М.: **Исследование параметров приводных приспособлений электромагнитным импульсом.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, Nr. 4, май 1976, стр. 98

Исследуются параметры приводных приспособлений электромагнитным импульсом, предназначенных для аппаратов связи.

УДК 621.317.32:621.013

ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
СИЛЫ ОБЪЕМНЫЕ
ТЕЛО

Даба, Д.: **Эффективно действующая сила электромагнитного макроскопического поля в прерывистых поверхностях тел, находящихся под электрической нагрузкой.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 24, Nr. 4, май 1976, стр. 102

Выводится выражение эффективной силы, действующей в поверхностях разделения, несущих распределение электрической нагрузки.

УДК 621.319.4.062:621.316.5

БАТАРЕИ КОНДЕНСАТОРНЫЕ
КОММУТАЦИЯ
СВЕРХТОКИ

Рыулеску, И. и Лэзэреску, Р.: **Присоединение конденсаторных батарей.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 24, Nr. 4, май 1976, стр. 105

Проведен анализ нагрузок коммутационных аппаратов для режима простой или кратной батареи и их присоединительных сверхтоков, определённых локальными элементами цепи.

УДК 621.376.6:621.356

СИСТЕМЫ ПРИВОДНЫЕ
ЭЛЕКТРОМОБИЛИ

Матлак, И. и Немезник, Г.: **Приводная система электромобилей.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 24, Nr. 4, май 1976, стр. 116

Эволюция электромобиля. Преимущества и недостатки различных приводных систем электромобилей в постоянном или переменном токе.

УДК 621.337:621.315.052

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ
ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ПРИСПОСОБЛЕНИЙ
НАГРУЗКИ ТЕПЛОВЫЕ
СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ

Оларіу, Г.: **Выбор размеров и оптимальное функционирование вспомогательных приспособлений на LE060-EA в искусственной трёхфазной системе питания.**

Е.Е.А. – Electrotehnica 24, Nr. 4, май 1976, стр. 116

Представлены различные системы привода вспомогательных приспособлений на средствах передвижения.

INHALT

DC 621.314.52

ANTRIEBSSYSTEME
BOHRAGGREGATE
ELEKTRISCHE UBERTRAGUNG

Dan, I., Ciofu, V., Şerbănescu, B., Pavelescu, S. şi *Rădulescu, V.* : **Dieselelektrischer Antrieb für Bohranlagen grosser Tiefe.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 85

Es wird der Antrieb der Bohraggregate beschrieben: Windwerk, Rotarytisch (Drehtisch), Schlammpumpe mit Gleichstrommotor und Sondererregung, Stromversorgung durch Gleichstromdieselgeneratoren mit moderner Ward Leonard Diesel-elektrischer Regelung.

DC 621.3.013 : 621.3.027.3

ELEKTRISCHES GLEICHFELD
KONFORMUMFORMUNGEN
HOCHSPANNUNG

Rotileanu, P. und *Burtan, M.* : **Beiträge für die Berechnung der Gleichfeldoberflächen.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 90

Es wird eine praktische Methode für die Festlegung der Gleichfeldoberflächen aufgestelt.

DC 621.313.32

SYNCHRONMASCHINE
PLÖTZLICHER KURZSCHLUSS
DÄMPFUNGSWICKLUNGE

Cimpeanu, A. : **Über den plötzlichen Kurzschluss der Synchronmaschine**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 94

Es wird die einheitlische Darstellung der plötzlichen Kurzschlussprozesse der Synchronmaschine bei mehrfachen Dämpfungen im Rotor dargestellt.

DC 621.3.04 : 621.317.7.085.31

MECHANISCHE ANTRIEBE
ELEKTRISCHE APPARATE
DIGITALRECHNER

Marinescu, I., Sasu, M. und *Şerbănescu, M.* : **Erforschung der Antriebsparameter für Antriebsvorrichtungen durch elektromagnetische Impulse.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 98

Es werden die Antriebsparameter für die Antriebsvorrichtungen der Schaltapparate durch elektromagnetische Impulse dargestellt.

DC 621.317.32 : 621.013

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
VOLUMETRISCHE KRÄFTE
KÖRPERMEDIEN

Daba, D. : **Die effektiv ausgeübten örtlichen Kräfte, die vom makroskopischen elektromagnetischen Feld in den diskontinuierlichen elektrisch geladenen Köpern (Medien) ausgeübt werden.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 102

Es enthält die Ableitung für die effektive Oberfläche-Kraft, die in den Trennungsoberflächen mit elektrischer Ladung wirkt.

DC 621.319.4.062 : 621.316.5

KONDENSATORBATTERIEN
UMSCHALTUNG
ÜBERSTRÖME

Riulescu, I. şi *Lăzărescu, R.* : **Anschluss der Kondensatorbatterien.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 105

Beanspruchungsanalyse der Schaltapparate bei einfachen oder mehrfachen Batteriebetrieb und ihre Schaltüberströme, die von Lokalkomponenten hervorgerufen werden.

DC 621.376.6 : 621.356

ELEKTROMOBILE
ANTRIEBSSYSTEME

Matlac. I. şi *Nemeznik, Gh.* : **Antriebssysteme der Elektromobile.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 110

Entwicklung der Elektromobile. Vorteile und Nachteile verschiedener Antriebssysteme der Elektromobile, für Gleichstrom oder Wechselstrom.

DC 621.337 : 621.315.052

BETRIEB HILFSANTRIEBE
VERSORGUNGSSYSTEME
WÄRMEBEAUSPRUCHUNGEN

Olariu, Gh. : **Dimensionierung und optimales Funktionieren der Hilfsbetriebe bei LE 060—EA in der Drehstromversorgung.**

E.E.A. – Electrotehnica 24, Nr. 4, Mai 1976, S. 116

Es werden verschiedene Antriebssysteme der Hilfsantriebe für Fahrzeuge dargestellt.

SUMMARY

DC 621.314.52

DRIVING SYSTEM
DRILLING UNIT
ELECTRICAL TRANSMISSION

Dan, I., Ciofu, V., Şerbănescu, B., Pavelescu, S., Rădulescu, V.: **Diesel-electrical driving of deep drilling installations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 85

The paper presents the driving of drilling units, i.e. drilling hoist, rotating platform, d.c. mud pumps with separate excitation with regulated voltage supply from d.c. diesel generator set in a modernized Ward Leonard diesel-electrical system.

DC 621.3.013 : 621.3.027.3

CONSTANT ELECTRIC FIELD
CONFORMAL TRANSFORMATION
HIGH VOLTAGE

Rotileanu, P., Burtan, M.: **Contribution to the calculus of constant field surfaces.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 90

A practical method is established for plotting constant field surfaces.

DC 621.313.32

SYNCHRONOUS MACHINE
SUDDEN SHORTCIRCUIT
DAMPING WINDINGS

Cîmpeanu, A.: **On the sudden shortcircuit of a synchronous machine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 94

The paper is meant to present in a unitary form the processes which take place upon the sudden shortcircuit of a synchronous machine with several rotor damping windings.

DC 621.3.04 : 621.317.7.085.31

DRIVING MECHANISMS
ELECTRICAL APPARATUS
DIGITAL COMPUTER

Marinescu, I., Sasu, M. and *Şerbănescu, M.*: **Study on the parameters of the electromagnetic impulse driving systems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 98

The parameters of the electromagnetic impulse driving systems for communication apparatus are presented.

DC 621.317.32 : 621.013

ELECTROMAGNETIC FIELD
SPACE FORCES
BODIES

Daba, D.: **The effective local force exerted by the macroscopic electromagnetic field on the discontinuity surfaces of charged bodies.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 102

The expression of the effective surface force operating on the boundary surfaces with electrical charge distribution is deduced.

DC 621.319.4.062 : 621.316.5

CAPACITOR BATTERIES
SWITCHING
OVERCURRENTS

Rîulescu, I., Lăzărescu, R. **Capacitor batteries switching.**

E.E.A – **Electrotehnica. 24**, no. 4, mai 1976, p. 105

Stress and switch overcurrent analysis in switch apparatus for simple or multiple batteries, determined by local circuit components.

DC 621.376.6 : 621.356

ACCUMULATOR CARS
DRIVING SYSTEMS

Matlac, I., Nemeznic, Gh.: **The driving systems of the accumulator cars.**

E.E.A. **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 110

Accumulator car evolution. Advantage and advantages of different d.c. or a.c. driving systems for accumulator cars.

DC 621.337 : 621.315.052

AUXILIARY SERVICES OPERATION
SUPPLY SYSTEM
THERMAL STRAINS

Olaru, Gh.: **Optimal sizing and operating of LE 060—EA auxiliary services in the artificial three-phase supply system.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 4, mai 1976, p. 116

Different driving systems for vehicle auxiliary services are presented.

SOMMAIRE

CD 621.314.52

AGREGATS DE FORAGE
SYSTEMES DE COMMANDE
TRANSMISSIONS ELECTRIQUES

Dan, I., Ciofu, V., Şerbănescu, B., Pavelescu, S. et *Rădulescu, V.*: **La commande diesel-electrique des installations de forage de grande profondeur.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 85

On présente la commande des agrégats de forage, de treuil, de la platforme rotative, des pompes à boue avec moteurs de courant continu, avec excitation séparée, alimentés d'une tension reglable des groupes diesel générateur de courant continu en système diesel-électrique Ward Leonard modernisé.

CD 621.3.013 : 621.3.027.3

CHAMP ELECTRIQUE CONSTANT
HAUTE TENSION
TRANSFORMATIONS CONFORMES

Rotileanu, P. et *Burtan, M.*: **Contributions au calcul des surfaces de champ constant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 90

On établit une méthode pratique pour tracer les surfaces de champ constant.

CD 621.313.32

COURTCIRCUIT INSTANTANE
ENROULEMENTS AMORTISSEURS
MACHINE SYNCHRONE

Cîmpeanu, A.: **Sur le courtcircuit instantané de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 94

On présente en forme unitaire les processus du courtcircuit instantané de la machine synchrone en tenat compte de l'existance de plusieurs enroulements amortisseurs dans le rotor.

CD 621.3.04 : 621.317.7.085.31

APPAREILS ELECTRIQUES
CALCULATEUR NUMERIQUE
MECANISMES DE COMMANDE

Marinescu, I., Sasu, M. et *Şerbănescu, M.*: **L'étude des paramètres des dispositifs de commande par une impulsion électromagnetique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 98

On étudie les paramètres des dispositifs de comande par une impulsion électromagnetique, destinés aux appareils de communication.

CD 621.317.32 : 621.013

CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
FORCES DU VOLUME
MILIEUX CORPORELS

Daba, D. : **La force locale éffectivement exercitée par le champ électromagnetique macroscopique dans les surfaces de discontinuité des milieux corporels chargés du point de vue électrique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 102

On déduit l'expréssion de la force superficielle éffective qui actionne dans les surfaces de séparation qui portent une distribution de charge électrique.

CD 621.319.4.062 : 621.316.5

BATTERIES DE CONDENSATEURS
COMMUTATION
SURINTENSITE DE COURANT

Rîulescu, I. et *Lăzărescu, R.* : **La mise en circuit des batteries de condensateurs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 105

L'article comprend l'analyse des sollicitations des appareils de commutation pour le régime de batterie simple ou multiple et leurs surintensités de courant de mise en circuit, determinées par les élements de circuit locaux.

CD 621.376.6 : 621.356

ELECTROMOBILE
SYSTEMES DE COMMANDE

Matlac, I. et *Nemeznic, Gh.* : **Le système de commande des électromobiles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 110

L'évolution de l'électromobile. Les avantages et les désavantages des divers systèmes de commande des électromobiles en courant continu ou courant alternatif.

CD 621.337 : 621.315.052

FONCTIONNEMENT DES SERVICES AUXILIAIRES
SYSTEMES D'ALIMENTATION
SOLLICITATIONS THERMIQUES

Olaru, Gh. : **Le dimensionnement et le fonctionnement optime des services auxiliaires sur LEO60—EA en système d'alimentation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 4, mai 1976, p. 116

On présente des divers systèmes de commande des services auxiliaires des véhicules.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ *(O.I.D.—I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.15.5.16.70.10.06 BI—SMB, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1108. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii "ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B. — 2001. — Telex. 011226

10—17 iunie 1976

Parc des Expositions

Porte de Versailles (Franţa)

551 grupe de instrumente de măsură, analiză, control, reglare şi automatizare sînt reunite la Paris într-o

confruntare unică

între 900 dintre cei mai cunoscuţi producători din 23 de ţări, participă 400 firme franceze şi 500 firme din străinătate din sectoarele:

acustică, automatică, cronometrie electronică, electrotehnică, reglare de flux, calcul electronic, magnetic, nucleăr, optică, pneumatică, termică.

A 6-a Expoziţie Internaţională

MESUCORA 76

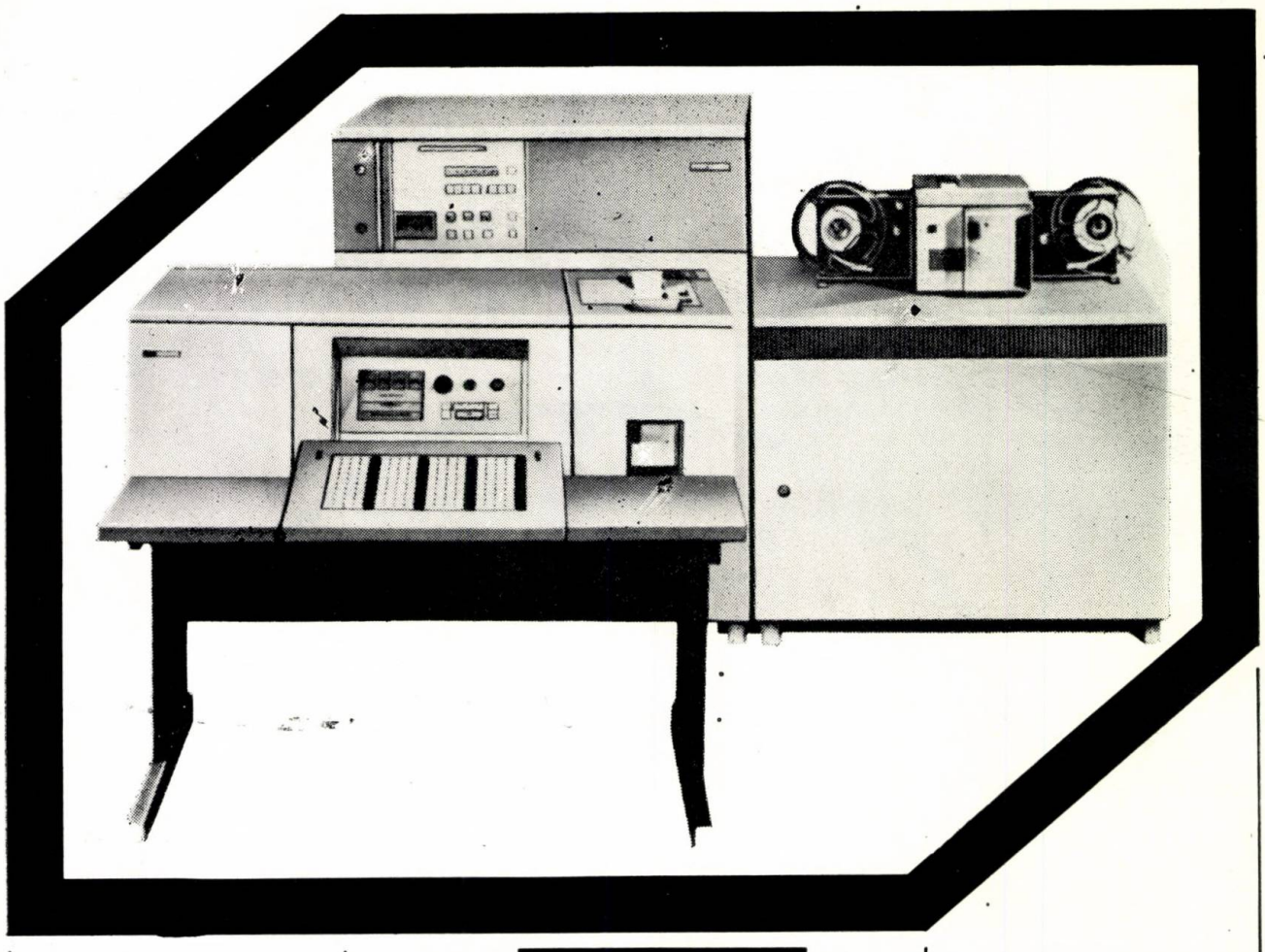
Măsură • Analiză • Control • Testări • Automatică

PARIS

Pentru informaţii mai detaliate, adresaţi-vă la: FRENCH TRADE SHOWS—Camera de Comerţ Franceză din Statele Unite Inc. 1 350 Avenue of the Americas New York N.Y. 10 019 Tel: (212) 582—4960 şi

SEPIC, 10 rue du Colisée 75008 PARIS - Tél. : 225.52.75

PUBLICOM



daro

1600

Cînd aveţi nevoie să colectaţi date de mare eficienţă practică, folosiţi:

„Daro 1600"

Daro 1600 înseamnă un sistem semiautomat de colectare a datelor, cu posibilităţi multiple :

- Prin elementele sale componente : unităţi descentralizate de interogare şi comandă, locuri prevăzute pentru date, imprimante, instalaţii de transmitere ;
- Prin modul de lucru : colectarea manuală sau automată a informaţiilor numerice sau alfanumerice în imediata apropiere a locului lor de origine (informaţiile introduse se transmit direct unei maşini electronice de prelucrare a datelor, pentru o prelucrare în timp real sau pentru înmagazinare) ;
- Prin modalităţile de introducere, precum şi prin imprimarea rezultatelor unui calculator,

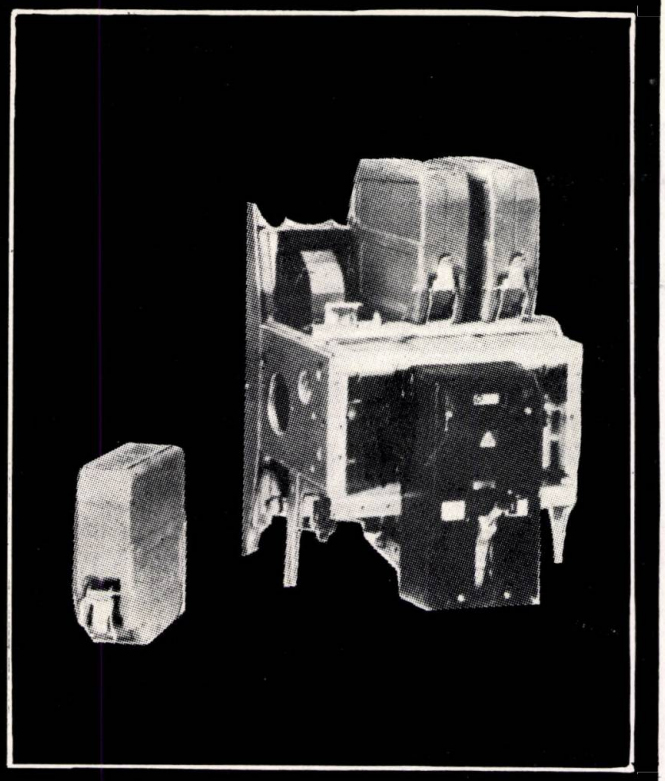
„Daro 1600" este un sistem de mare randament pentru colectarea datelor în directă legătură cu calculatorul, în diferite configuraţii de utilizare, şi bineînţeles poate fi cuplat direct la multe tipuri de maşini de prelucrare electronică a datelor.

Cereţi-ne informaţii ; documentaţia noastră vă stă oricînd la dispoziţie.

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR-108 Berlin, Friedrich-strasse 61
Republica Democrată Germană

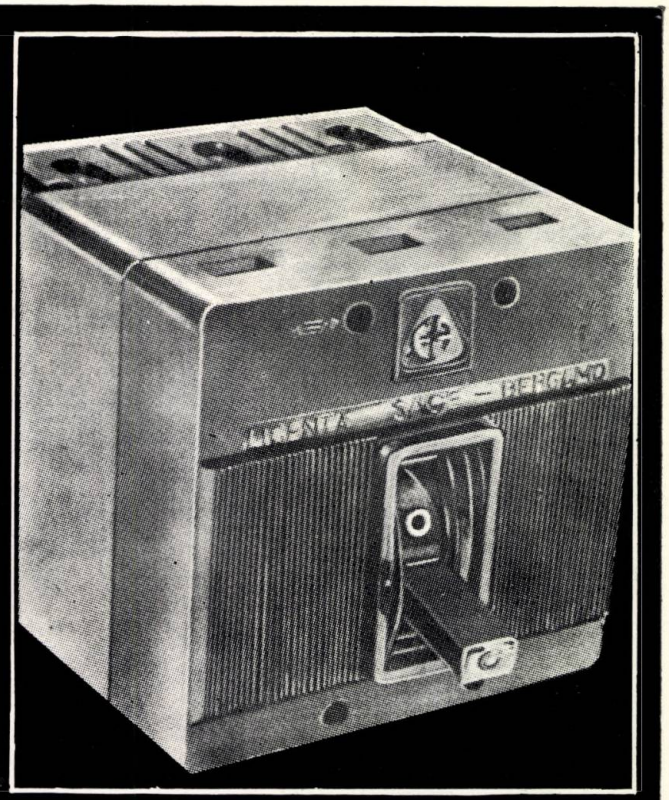
bme

PUBLICOM



ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE SELECTIVE TIP OROMAX 1 000, 1 600, 2 000, 2 500 A PENTRU PROTECŢIA GENERATOARELOR, MOTOARELOR MARI, TRANSFORMATOARELOR ŞI LINIILOR

- performanţe electrice şi mecanice ridicate
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V
- execuţii variate : fixe sau debroşabile, cu comandă locală sau de la distanţă
- numeroase posibilităţi de semnalizare şi blocare



ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ IZOLANTĂ TIP USOL 100, 250, 500 şi 800 A

- performanţe ridicate în gabarit redus
- capacităţi de rupere 8 . . . 25 kA la 500 V
- execuţii variate : fixe sau debroşabile, cu comandă locală sau de la distanţă, cu borne pentru legături faţă sau spate, cu declanşatoare de tensiune nulă sau de deschidere
- numeroase posibilităţi de semnalizare şi blocare

ELECTROAPARATAJ

București ● B-dul Marelui Stadion nr. 3, telefon 35 04 00 telex ● 11692 ELAPAR

Numai mărimea este mică la servomotoarele HSM

Cele mai importante calităţi caracteristice ale noilor servomotoare tip HSM sînt greutatea şi momentul lor de inerţie reduse, productivitatea specifică ridicată, posibilitatea de supraîncărcare ridicată şi constantele electromecanice de timp reduse.

Pot fi folosite la toate instalaţiile cu spaţiu limitat şi care nu suportă decît greutăţi mici, ca de pildă la instalaţiile suplimentare de calculatoare, diferite instrumente şi în automatizări.

Servomotoarele se livrează în următoarele execuţii : tip HSM 60 – momentul de inerţie al rotorului 38 g/cm², moment de rotaţie max 8,5 kgf/cm, număr de turaţii max. 4 500 turaţii/min, rezistenţa turaţiei 0,4 ohmi la 20°C şi conductibilitatea max 50 μH.

Tip HSM 150 – moment de inerţie al rotorului 130 gr/cm², moment de rotaţie max 22 kgf/cm, număr de turaţii max 3 600 turaţii/min, rezistenţa 0,7 ohmi la 20°C şi conductibilitatea max 115 μH.

Pentru detalii suplimentare, adresaţi-vă astăzi, încă, în scris firmei :

EXPORT IMPORT KOVO
PRAHA CZECHOSLOVAKIA

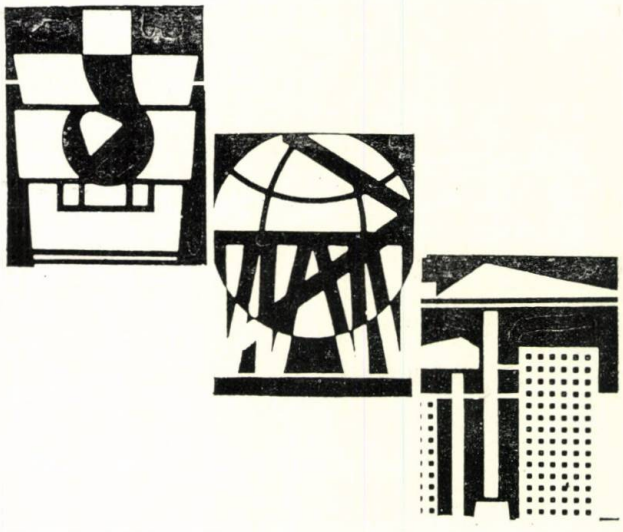
Soudružská 2081
Praga 10 — Cehoslovacia

PUBLICOM

ORGANIZAŢIA UNIONALĂ „VNEŞTEHNIKA“
MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizaţiilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale şi firmelor sovietice şi străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport şi juridice legate de realizarea colaborării tehnico-ştiinţifice, în domenile :

— efectuării lucrărilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice în comun şi pe bază de comenzi ;



— executării comenzilor organizaţiilor sovietice şi străine pentru elaborarea şi transmiterea documentaţiei tehnico—ştiinţifice, precum şi pentru confecţionarea şi închirierea utilajelor ştiinţifice, prototipurilor, produselor şi materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-ştiinţifice, încercări de utilaje şi materiale, consultaţii.

ORGANIZAŢIA UNIONALĂ
„VNEŞTEHNIKA“
MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUŞENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60
TELEX Garant 7918

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Anul 24 ELECTROTEHNICA nr. 4 Bucureşti, mai 1976

CZ 621.314.52

SISTEM DE ACTIONARE
AGREGATE DE FORAJ
TRANSMISII ELECTRICE
SCHEME DE REGLARE

Acţionarea diesel — electrică a instalaţiilor de foraj de mare adîncime

ION DAN, VALERIAN CIOFU, BIANCA ŞERBĂNESCU, SILVIA PAVELESCU, VASILE RĂDULESCU* — Bucureşti

Generalităţi

Instalaţiile de foraj, mai ales cele de mare adîncime, corespunzătoare unor sarcini la cîrlig de 320—500 tf, funcţionează de cele mai multe ori în locaţii relativ izolate, departe de liniile de transport de energie, sau pe platforme de foraj marin. În aceste situaţii instalaţiile au acţionare cu sursă de energie proprie şi transmisie electrică şi sînt cele mai indicate, deoarece pe lîngă faptul că prezintă autonomie faţă de reţelele de transport de energie, asigură reglarea turaţiei motoarelor de acţionare în condiţii optime din punct de vedere al cerinţelor procesului tehnologic de foraj, al maniabilităţii şi al transmisiei.

Agregatele de foraj, şi anume : troliul, masa rotativă, pompele de noroi şi în unele instalaţii, pompele de cimentare necesită motoare de antrenare, ale căror caracteristici, cuplu-viteză, trebuie să îndeplinească următoarele condiţii :

— viteza de mers în gol să fie limitată la o valoare prescrisă ;

— cuplul de calare să fie mare ;

— agregatul să poată funcţiona pe tot domeniul delimitat de caracteristica cuplu-viteză.

Adaptarea caracteristicii motorului diesel $M = f(n)$ la caracteristica de funcţionare a agregatuiui de foraj este realizată prin intermediul unei transmisii electrice. În figura 1 este redată schematic adaptarea caracteristicii $M = f(n)$ a motorului diesel la caracteristica de funcţionare a agregatului de foraj.

Faţă de alte sisteme de transmisie, transmisia electrică prezintă o serie de avantaje;

— posibilitatea obţinerii unei caracteristici $M = f(n)$ adaptată fiecărui agregat de foraj ;

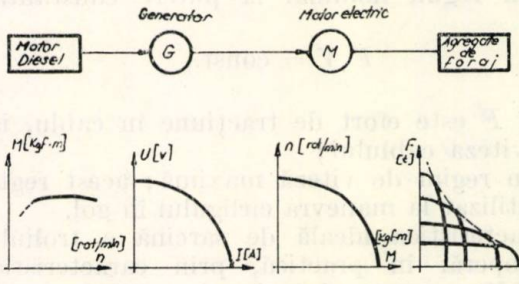


Fig. 1. Adaptarea caracteristicii $M = f(n)$ a motorului diesel la caracteristica de funcţionare a agregatului de foraj.

— randament bun, de ordinul a 85% ;

— utilizarea motoarelor electrice caracterizate prin putere ridicată pe unitatea de masă, respectiv pe unitatea de volum ;

— întreţinere redusă ;

— siguranţă în funcţionare ;

— depanare şi înlocuire uşoară ;

— se pretează la automatizare avansată.

1. Caracteristicile agregatelor de foraj

Troliul. Troliul de foraj trebuie să asigure o gamă variată de regimuri de manevrare a garniturii de foraj. Acestea trebuie să se efectueze cu maximum de operativitate. De aceea, alegerea şi calculul diagramei de viteze pentru troliul este esenţială.

Troliu de foraj prezintă un aspect specific, şi anume efectul mare al elasticităţii elementelor sale, îndeosebi al sistemului de manevră. Un alt aspect specific constă în forma diagramei lui de sarcină (efort în cablul funcţiei de viteză).

* Ing. *Ciofu V.* este director adjunct ştiinţific, ing. *Dan I.* este şef laborator redresoare, ing. *Şerbănescu B.* este cercetător ştiinţific, ing. *Rădulescu V.* este cercetător ştiinţific la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) — Bucureşti.

Diagrama de sarcină ideală a unui troliu de mare putere este prezentată în figura 2, unde se văd cele trei regimuri posibile de funcționare:

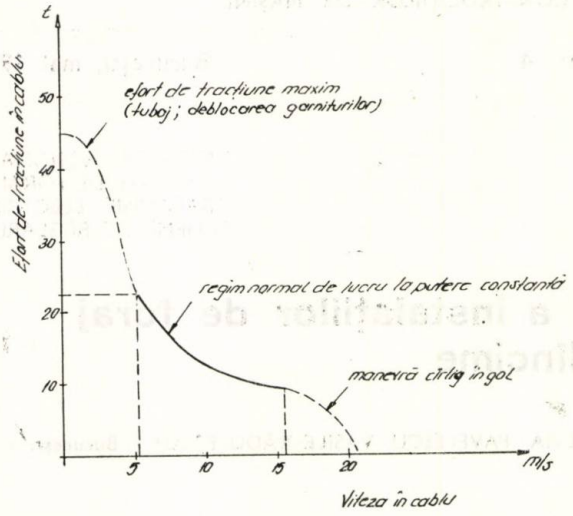


Fig. 2. Diagrama de sarcină ideală pentru un troliu de mare putere.

a. cu efort de tracțiune maxim; acest regim apare la tubaj și la deblocarea garniturilor;

b. în regim nominal la putere constantă:

$$F.V = \text{const.},$$

unde: F este efort de tracțiune în cablu, iar V — viteza cablului;

c. în regim de viteză maximă; acest regim este utilizat la manevra cîrligului în gol.

Caracteristica ideală de sarcină a troliului se acoperă, în practică, prin caracteristica $n = f(M)$ a motorului și prin schimbarea în trepte a raportului de transmisie a reductorului, așa cum se arată în figura 3, în cazul unui

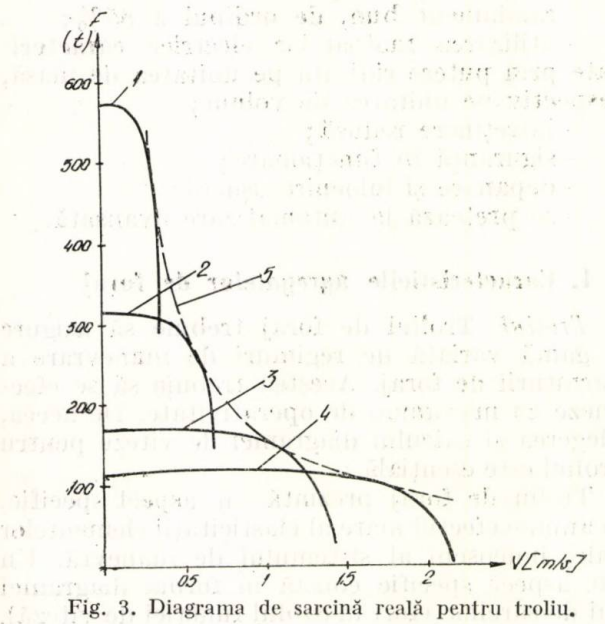


Fig. 3. Diagrama de sarcină reală pentru troliu.

reductor cu patru trepte de viteză. Curbele *1*, *2*, *3*, *4* se obțin prin schimbarea raportului de transmisie a reductorului.

Regimul de lucru al troliului este, în esență, intermitent, manifestîndu-se prin încărcări succesive la cîrlig și vîrfuri de putere în timpul perioadei tranzitorii de accelerare.

Puterea instalată a mașinilor de acționare a troliului variază în limite largi, în funcție de destinația echipamentului de foraj și este cuprinsă între 1 300 și 2 500 CP cu posibilitate de suprasarcină instantanee importantă.

Masa rotativă se prevede cu posibilități de reglare în gamă largă a cuplului și vitezei, cerință impusă de procesul tehnologic de foraj. Viteza de rotație a mesei trebuie să fie independentă de cuplul rezistent, iar cuplul maxim trebuie să poată fi limitat și reglat la astfel de valori, încît să se evite suprasolicitarea și ruperea garniturii.

Caracteristica ideală a masei, la putere constantă și acoperirea ei în practică, într-un mod similar cu cea a troliului, cu un reductor în două trepte, este dată în figura 4, unde *1* și *2* sînt caracteristicile la cele două trepte

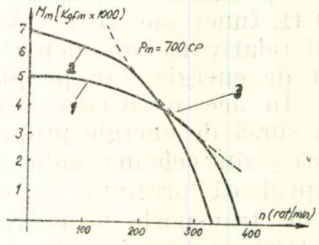


Fig. 4. Diagrama de sarcină pentru masa rotativă.

ale reductorului, iar *3*, caracteristica ideală la putere constantă.

Puterea necesară variază în funcție de natura terenului și nu depășește, în general, 700 CP. Regimul de lucru este practic continuu. Procesul tehnologic impune condiția posibilității de rotire a mesei în ambele sensuri.

Pompele de noroi asigură circulația noroiului de foraj în puț. Sînt pompe volumetrice cu dublu efect și pistoane orizontale și pot fi pompe duplex (două pistoane) sau triplex (trei pistoane).

Variația debitului se obține prin variația vitezei motorului de antrenare, viteză care se limitează însă superior, astfel încît să nu perturbe aspirația pompei.

Debitul nu este continuu și comportă o componentă alternativă, care, de obicei, este atenuată de amortizorul de pulsații, montat pe conducta de refulare. În ceea ce privește presiunea pentru un alezaj determinat, pompa nu poate lucra peste o presiune maximă corespunzătoare limitei de rezistență mecanică a elementelor ei active.

Ţinînd cont de aceste exigenţe, se prezintă diagrama presiunii p în funcţie de debitul Q, în figura 5.

Cum debitul şi presiunea sînt proporţionale cu viteza şi respectiv cu cuplul mediu pe ciclu, dezvoltat de motorul de antrenare,

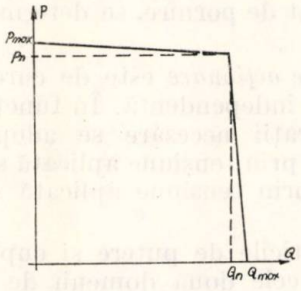


Fig. 5. Diagrama $p = f(Q)$ pentru pompa de noroi.

rezultă că forma caracteristicii motorului $M = f(n)$ este analogă caracteristicii $p = f(Q)$.

Puterea motorului fiind proporţională cu produsul $P.V = \text{const.}$, rezultă că debitul şi presiunea maximă se pot modifica prin schimbarea diametrului cilindrului, aşa cum se vede în figura 6.

Este de menţionat faptul că antrenarea pompelor de noroi se face într-un singur sens.

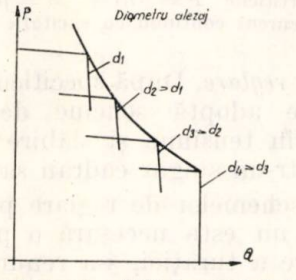


Fig. 6. Caracteristica $p = f(Q)$ a pompei de noroi pentru diferite diametre ale alezajului.

O instalaţie de foraj cuprinde, în general, două pompe de noroi, fiecare pompă fiind antrenată de unul sau două motoare, a căror putere este cuprinsă între 600 şi 800 kW. În

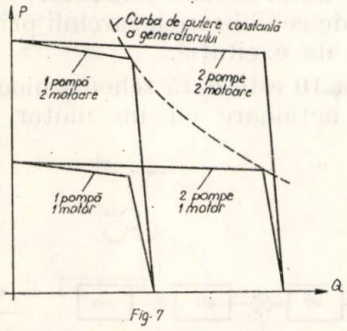


Fig. 7

Fig. 7. Caracteristica hidraulică a unei intalaţii ce funcţionează cu două pompe în paralel.

figura 7 este dată caracteristica hidraulică a unei instalaţii ce funcţionează cu două pompe în paralel.

2. Sisteme de acţionare diesel-electrică

Pentru instalaţiile de foraj, în funcţie de modul de alimentare a motoarelor de antrenare şi de felul motoarelor folosite, se desprind, în principiu, două sisteme de acţionare:

Sisteme cu centrală de energie. Reţeaua formată poate fi:

a. de intensitate constantă, în curent continuu, unde toate generatoarele şi motoarele sînt conectate în serie într-o buclă unică. Variaţia cuplului şi a vitezei se obţine prin reglarea excitaţiei motoarelor. Astăzi acest sistem nu mai prezintă interes practic;

b. de curent alternativ cu tensiune şi frecvenţă constantă.

Alternatoarele sînt cuplate în paralel, reţeaua formată alimentînd şi toate celelalte circuite auxiliare.

Motoarele de acţionare pot fi de curent continuu, alimentate de la reţeaua formată, prin intermediul unui redresor comandat cu amplificatoare magnetice sau cu tiristoare, sau motoare asincrone, care pentru a li se creea caracteristici adecvate forajului se alimentează prin intermediul unor convertizoare statice de frecvenţă. Este o soluţie modernă, cu perspective de a se impune în instalaţiile de foraj de mare putere.

Sistem de acţionare Ward-Leonard. Este compus, în principiu, dintr-un grup diesel-generator de c.c. ce alimentează cu tensiune reglabilă motorul de acţionare.

Motoarele de c.c. sînt prevăzute, în general, cu înfăşurare de excitaţie separată. Reglajul turaţiei motoarelor se face prin modificarea curentului de excitaţie a generatorului şi a curentului de excitaţie a motoarelor.

În cele ce urmează se prezintă o acţionare diesel-electrică în sistem Ward-Leonard modernizat pentru instalaţia de foraj F—500 şi instalaţia de foraj marin, elaborată în cadrul I.C.P.E. de autori.

3. Acţionarea diesel-electrică în sistem Ward-Leonard modernizat

Echipamentul principal al acţionării este compus din: *grup diesel-generator de curent continuu.*

Grupul funcţionează la turaţia nominală menţinută constant. Generatorul de curent continuu are ca excitaţie principală o excitaţie independentă. Dat fiind că echipamentul lucrează în condiţii de variaţii mari şi bruşte de sarcină şi că viteza de răspuns a buclei de limitare a curentului este oricum mai mică decît la alte sisteme de reglare pentru a evita şocurile electrice şi mecanice în instalaţie, s-a prevăzut şi o excitaţie serie negativă, care

îi conferă generatorului caracteristica $U = f(I)$ din figura 8, curba *1*.

În porțiunea $A-B$ (curba *2* punctată) puterea ar depăși puterea nominală a grupului diesel. În această zonă intervine limitatorul de putere

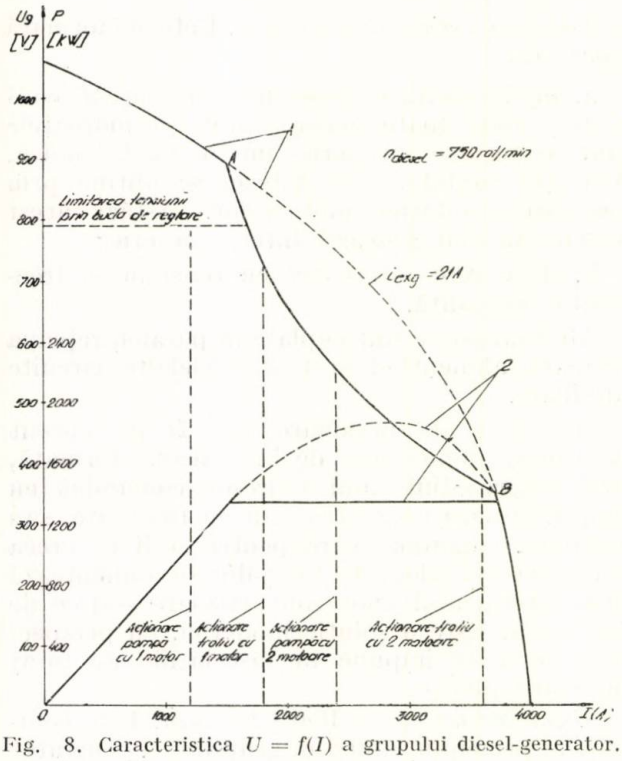


Fig. 8. Caracteristica $U = f(I)$ a grupului diesel-generator.

al motorului care, acționînd asupra sistemului electric, menține puterea la valoare constantă. Generatorul este prevăzut și cu o excitație derivație, ceea ce conduce la o micșorare a puterii necesare în sistemul de reglare, prin înfășurarea de excitație separată.

Tensiunea la bornele generatorului se poate exprima printr-o relație de forma:

$$U_g = k_1 i_{ex} + k_2 U_g - k_3 I - R_g I; \qquad (1)$$

$$U_g = \frac{k_1 i_{ex} - k_3 I - R_g I}{1 - k_2}, \qquad (2)$$

unde: i_{ex} este curentul în înfășurarea de excitație independentă;

I — curentul în înfășurarea rotorică;

R_g — rezistența înfășurării rotorice.

Primii trei termeni ai sumei din relația (1) sînt proporționali cu amperspirele de excitație datorate înfășurărilor de excitație independentă, derivație și serie. Reglarea tensiunii generatorului, aplicată motorului, se face prin curentul de excitație separată. Tensiunea maximă se limitează prin sistemul de reglare la tensiunea nominală a motorului (800 V). Fiecare grup diesel-generator poate alimenta un motor de antrenare (masă, pompe de cimentare) sau două motoare cuplate mecanic pe același agregat (troliu, pompe de noroi).

Performanțele de viteză (tensiune pe motor) și cuplu (curent absorbit) pentru cazurile cu unul sau două motoare, la curent nominal sau la curent de pornire, se determină conform figurii 8.

Motorul de acționare este de curent continuu cu excitație independentă. În funcție de domeniul de turații necesare se adoptă sistemul de comandă prin tensiune aplicată sau comanda combinată prin tensiune aplicată și slăbire de cîmp.

Caracteristicile de putere și cuplu la curent nominal în cele două domenii de reglare sînt date în figura 9.

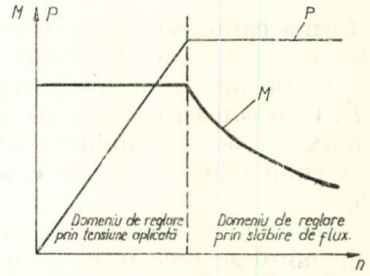


Fig. 9. Caracteristicile $P = f(n)$ și $M = f(n)$ pentru motorul de curent continuu cu excitație separată.

Schema de reglare. După specificul agregatelor acționate se adoptă scheme de reglare cu comandă prin tensiune și slăbire de cîmp cu acționare într-un singur cadran sau reversibile.

În cazul schemelor de reglare prin tensiune, dat fiindcă nu este necesară o precizie mare de menținere a turației, s-a renunțat la informația de turație prin tahogenerator și s-a luat ca informație tensiunea.

Curentul de excitație al motorului este menținut constant printr-un sistem de reglare în buclă închisă.

În schemele de reglare cu două motoare, alimentate de la același generator, s-a introdus un sistem de echilibrare a sarcinii prin controlul curentului de excitație.

În figura 10 este dată schema-bloc de reglare pentru o acționare cu un motor, comandat

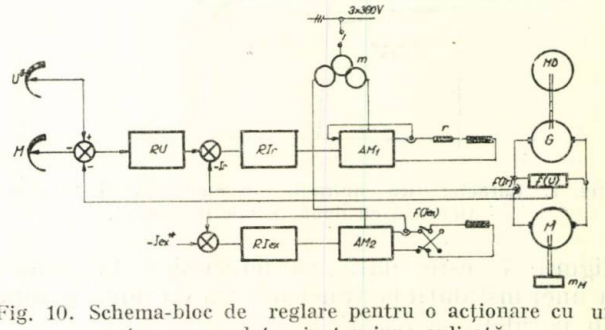


Fig. 10. Schema-bloc de reglare pentru o acționare cu un motor, comandat prin tensiune aplicată.

prin tensiunea aplicată, iar în figura 11, schema pentru o acţionare cu două motoare alimentate de la acelaşi generator.

Circuitul rotoric al motorului M este alimentat de la generatorul G, antrenat de motorul

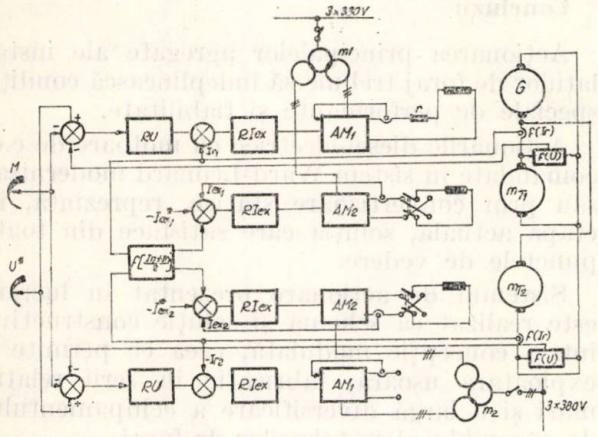


Fig. 11. Schema-bloc de reglare pentru o acţionare cu două motoare comandate prin tensiune aplicată.

diesel, prin intermediul unor contactoare electropneumatice.

Traductorul de tensiune $f(U)$ şi traductorul de curent rotoric $f(I_r)$ culeg informaţiile de tensiune şi curent din circuitul rotoric. Înfăşurările de excitaţie separată a generatorului şi motorului sînt alimentate de la o reţea comună de 380 V (reţea de distribuţie sau grup diesel-alternator), prin intermediul unui transformator m de adaptare cu două înfăşurări şi al unui amplificator magnetic în montaj autosaturat, cu ieşire în curent continuu AM_1, pentru linia de excitaţie generator şi respectiv AM_2 pentru linia de excitaţie motor. Amplificatorul magnetic AM_1 este comandat în buclă închisă printr-un sistem de reglare în cascadă (fig. 10).

În altă variantă mai nouă, în locul amplificatoarelor magnetice AM_1 şi AM_2 s-au utilizat redresoare cu tiristoare în montaj punte trifazată.

Tensiunea impusă U este comparată cu o mărime proporţională cu tensiunea rotorică (proporţională cu turaţia motorului), dată de traductorul de tensiune $f(U)$, eroarea obţinută comandînd regulatorul de turaţie RU.

Ieşirea regulatorului este comparată cu informaţia de curent rotoric dată de traductorul de curent $f(I_r)$, eroare ce comandă regulatorul de curent RI_r, iar ieşirea acestuia comandă curentul de excitaţie a generatorului.

Pentru îmbunătăţirea performanţelor dinamice ale sistemului s-a înseriat în circuitul de excitaţie a generatorului o rezistenţă. Curentul în motor este limitat prin bucla de curent, la valoarea maximă 1,5 In pentru acţionarea troliului, la In în acţionările pompelor şi la valori reglabile la masa rotativă (pentru a limita cuplul de răsucire a coloanei de prăjini).

Amplificatorul final AM_2 pentru comanda curentului de excitaţie a motorului este comandat de regulatorul de curent RI_{ex}, care menţine curentul de excitaţie constant impus de valoarea I^*_{ex}. Inversarea sensului de rotaţie a motoarelor se face prin inversarea sensului curentului de excitaţie.

În schema de acţionare cu două motoare (fig. 11) s-a introdus, în plus, dispozitivul de echilibrare a sarcinii $f(Ir_1 + Ir_2)/2$, care acţionează asupra curenţilor de excitaţie.

Structura schemei de reglare combinată prin tensiune şi slăbire de cîmp (fig. 12) este similară, cu deosebirea că parametrul care comandă este turaţia şi nu tensiunea. În plus, schema cuprinde un bloc de transfer al comenzii de la calea de comandă a excitaţiei generatorului la calea de comandă a excitaţiei motorului din momentul atingerii tensiunii nominale la bornele motorului.

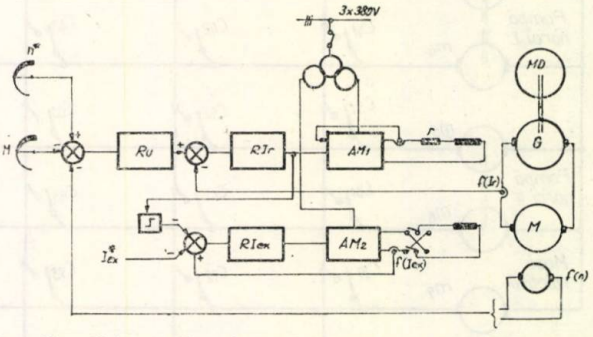


Fig. 12. Schema-bloc de reglare pentru o acţionare cu un motor comandat prin tensiune aplicată şi slăbire de cîmp.

4. Schema de acţionare a instalaţiei de foraj de mare adîncime F—500

Agregatele acţionate sînt:

— troliul, cu acţionare reversibilă cu două motoare de 800 kW alimentate de la un singur generator sau de la două generatoare diferite;

— *masa rotativă*, cu acţionare reversibilă cu un singur motor de 800 kW cu limitare de cuplu reglabilă;

— *pompele de noroi*, două pompe acţionate fiecare cu cîte două motoare de 800 kW, alimentare de la un generator.

S-au utilizat trei grupuri diesel-generator de 2 500 CP. Cuplarea motoarelor de acţionare la generatoare, conform programului de lucru, se face prin contactoare într-o staţie de conexiuni în construcţie modulată.

În figura 13 este reprezentată schematic realizarea cuplării fiecărui motor de acţionare la oricare din generatoarele de curent continuu.

Alimentările înfăşurărilor de excitaţie separată ale generatoarelor se fac de la echipamentele de comandă-reglare prin intermediul unor contactoare de c.c. bipolare, printr-o schemă

similară celei din figura 13. Comanda comutării circuitelor rotorice se face de la un programator, printr-o schemă logică. Punerea în funcţiune a diverselor acţionări se face de la pupitre de comandă specifice ca: pupitrul sondor, pupitrul comandă pompe, prin elemente de comandă realizate în construcţie *Ex.*

Echipamentele electrice aferente comenzii în sistem Ward-Leonard a troliului, a pompelor de noroi I şi II şi a mesei rotative sînt grupate funcţional pe o sanie de tractare, ceea ce permite transportul şi montarea uşoară în locaţii.

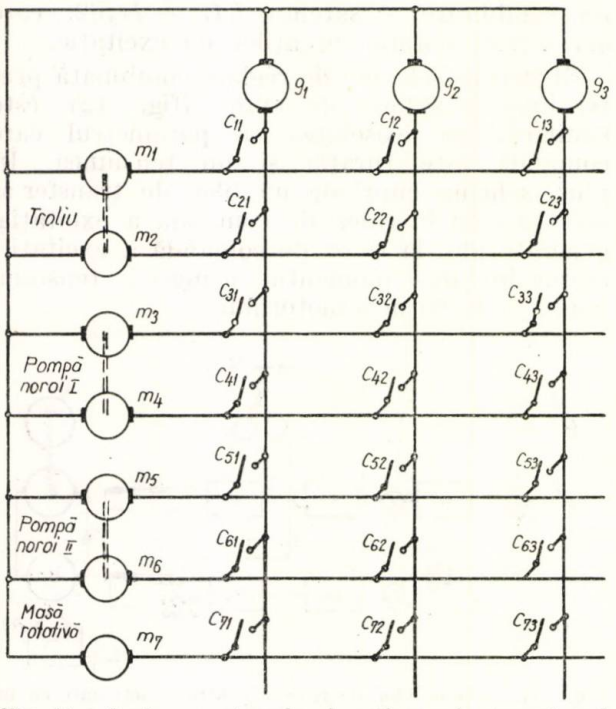


Fig. 13. Cuplarea motoarelor de acţionare la generatoarele de curent continuu.

Concluzii

Acţionarea principalelor agregate ale instalaţiilor de foraj trebuie să îndeplinească condiţii speciale de performanţe şi fiabilitate.

Acţionările diesel-electrice cu motoare de c.c. comandate în sistem Ward-Leonard modernizat sau prin convertizoare statice, reprezintă, în etapa actuală, soluţia care satisface din toate punctele de vedere.

Sistemul de acţionare prezentat în lucrare este realizat ca schemă şi soluţie constructivă într-o concepţie modulată, ceea ce permite o exploatare uşoară, fabricaţie în serii relativ mari şi o largă diversificare a echipamentului de ansamblu al instalaţiilor de foraj.

Bibliografie

[1] *Pasternak, G.* Transmissions diesel-electriques dans le forage petrolier. Paris, Ed. Technic, 1970.

[2] *Ţepeluş, P. C.* Contribuţii privind teoria acţionării electrice şi elaborarea seriilor normale ale instalaţiilor de ridicat. Culegere de lucrări IPGG. Bucureşti, 1973.

[3] * * * Echipamente de comandă automatizate pentru instalaţii de foraj marin. Documentaţie ICPE, 1974.

[4] * * * Echipament de comandă în sistem diesel-electric Ward Leonard pentru instalaţia de foraj de mare adîncime F—500 DE. Documentaţie ICPE, 1974.

[5] *Papadache, I.* Regulatoare electronice. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

Intrat în redacţie la 31.X.1975

CZ 621.3.013:621.3.027.3

CÎMP ELECTRIC CONSTANT
TRANSFORMARI CONFORME
ÎNALTA TENSIUNE

Contribuţii la calculul suprafeţelor de cîmp constant

PETRE ROTILEANU, MIRCEA BURTAN* — Bucureşti

În construcţiile de echipamente ce trebuie să funcţioneze la tensiuni înalte, problema evitării suprasolicitării izolaţiilor este capitală, de ea depinzînd, în mare măsură, pe lîngă gabaritele şi costurile echipamentelor şi durata de viaţă a acestora.

Una dintre cele mai importante măsuri ce trebuie luate este ca geometria formelor constructive ale părţilor aflate sub tensiune, să fie astfel studiată, încît să se evite apariţia concentraţiilor de linii de cîmp. Cîmpul electric — deoarece el interesează în primul rînd — trebuie să prezinte un spectru uniform, respectiv să fie omogen în tot lungul profilului. Problemele se pun atît în construcţia aparatelor de măsură şi comutaţie, cît şi la profilele speciale utilizate în tehnica tensiunilor înalte.

Aceeaşi importanţă prezintă acestă chestiune şi în soluţionarea circuitelor magnetice, pentru evitarea încălzirilor locale, a fenomenelor de histerezis, eforturilor etc.

În practică se rontunjesc muchiile pieselor aflate sub tensiune, obţinîndu-se efecte mai mult sau mai puţin corespunzătoare. În cazurile mai studiate, se folosesc profile de tip Rogowski sau se trasează, ca rezultat al unui calcul numeric al spectrului cîmpului, suprafeţele de cîmp constant. Soluţiile sînt costisitoare atît din punct de vedere al duratei calculului, cît şi al execuţiei în sine.

* *P. Rotileanu* este ing. proiectant pr. gr. I, iar *M. Burtan*, ing. pr., la Electrouzinproiect.

În lucrarea de față este expusă o metodă mai simplă pentru trasarea unei suprafețe de cîmp constant, folosind metoda transformărilor conforme.

Considerăm figura 1 o secțiune printr-o instalație de înaltă tensiune, în care p

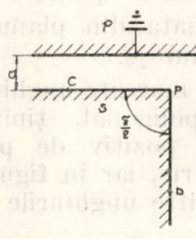


Fig. 1

reprezintă tavanul construcției, iar s armătura superioară a unui echipament aflat la tensiune înaltă. Distanța dintre tavan și partea superioară a echipamentului este a. Considerînd cazul extrem, în care electrodul sub tensiune are muchiile ascuțite, în zona acestora apare o puternică concentrație a liniilor de cîmp cu toate consecințele ce decurg din acestea.

Problema variației cîmpului în jurul muchiilor drepte, este analizată pe larg în [1], arătîndu-se avantajele economice ce se pot obține prin rotunjirea muchiilor, astfel ca în tot lungul suprafeței electrodului, cîmpul să fie constant ca valoare absolută.

Considerînd (fig. 1) punctele D și C la mare distanță față de punctul P, intensitatea cîmpului de-a lungul suprafeței electrodului s — aflat sub tensiune — variază astfel:

— în punctul C cîmpul este uniform și omogen de valoare $|E_z|_0$ dată de tensiunea dintre electrozi și de distanță;

— pe porțiunea $C-P$ cîmpul este neuniform, intensitatea sa crescînd de la $|E_z|_0$ la infinit;

— pe porțiunea $P-D$ cîmpul este, de asemenea, neuniform, intensitatea scăzînd de la infinit către zero.

Considerînd acum colțul rotunjit (fig. 2) se pune problema stabilirii ecuației de definire

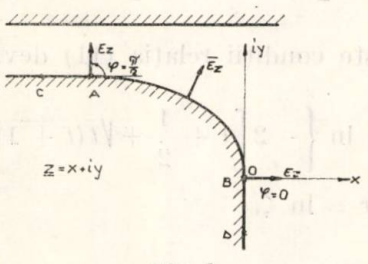


Fig. 2

a curbei, astfel încît în tot lungul acesteia intensitatea cîmpului în valoare absolută să fie constantă, de valoarea $|E_z|_0$.

Este de remarcat faptul că nu poate fi vorba și de constanta direcției cîmpului, deoarece acesta fiind tot timpul normal la suprafață, pe porțiunea $B-A$ se rotește cu $\frac{\pi}{2}$, plecînd de la $\varphi = 0$ în punctul B și ajungînd la $\varphi = \frac{\pi}{2}$ în punctul A. Pe zonele $D-B$ și $A-C$ direcția cîmpului este constantă, și anume: $\varphi = 0$, respectiv $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Din condițiile impuse rezultă că, în secțiune, cîmpul este plan și, în consecință, poate fi studiat prin metoda transformărilor conforme. Profilul analizat se consideră în planul complex:

$$\underline{z} = x + jy, \tag{1}$$

originea sistemului de coordonate fiind punctul B (fig. 2).

Intensitatea cîmpului este dată de:

$$E_z^* = E_x - jE_y, \tag{2}$$

unde: E_z^* este valoarea conjugată în complex a intensității.

Se caută transformarea conformă a planului z în planul:

$$w = u + jv. \tag{3}$$

Condiția pe frontieră este ca în planul w, profilul analizat să fie reprezentat printr-o linie echipotențială, respectiv, $v = \text{ct.}$

Intensitatea cîmpului este dată, în cazul acesta, de [2]:

$$E_z^* = j\frac{dw}{d\underline{z}} = j\frac{1}{\frac{d\underline{z}}{dw}}, \tag{4}$$

iar valoarea absolută:

$$|E_z^*| = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}. \tag{5}$$

Transformarea, conformă a profilului din planul $\underline{z}$ în w se face în mai multe etape, astfel [3]:

În prima etapă, dat fiind condițiile impuse, constanta valorii absolute și variind direcția cîmpului de la 0 la $\frac{\pi}{2}$, este comodă scrierea ecuației de definire a cîmpului în coordonate polare în planul ζ (fig. 3):

$$\zeta = \rho \cdot e^{-j\varphi}, \tag{6}$$

unde:

$$\rho = \operatorname{arc\,tg}\frac{E_y}{E_x},$$

$$\rho = |E_y^*|,$$

$$\zeta = E_z^*,$$

iar :

$$\zeta = \xi + j\eta. \tag{7}$$

Conturul analizat din planul $\underline{z}$ se transformă astfel în planul ζ într-un poligon mixt închis. Pentru simplificare se consideră $|E_z^*| = 1$.

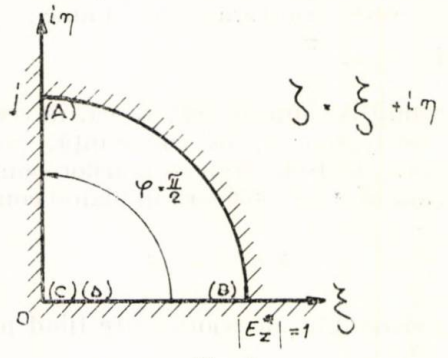


Fig. 3

În modul acesta, latura curbă a poligonului devine o parte a cercului unitar. Poligonul mixt închis poate fi transformat în poligon drept deschis, folosind metoda ortogonală Richmond [4].

Transformarea se face cu ajutorul funcției de transformare :

$$r = \ln \zeta = \alpha + j\beta. \tag{8}$$

Verificarea se poate efectua cu ușurință, comparînd punctele corespunzătoare din figurile 3 și 4 :

$$\ln 1 = 0, \qquad \text{punctul } B,$$

$$\ln j = j\frac{\pi}{2} \qquad \text{punctul } A, \tag{9}$$

$$\ln 0 = -\infty, \qquad \text{puntele } C,\ D.$$

Se obține astfel (fig. 4), în planul r, un domeniu poligonal drept deschis, al cărui contur

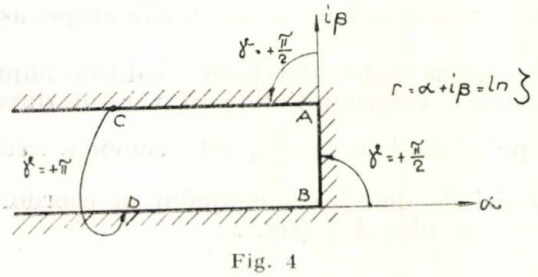


Fig. 4

se poate transforma în axa reală a planului t (fig. 5).

Funcția de transformare este definită de integrala [3] :

$$r = A \int \prod_1^n (t - t_n)^{-\gamma_n/\pi}\, dt + B, \tag{10}$$

unde :

A, B sînt constante (mărimi complexe) de integrare ;

γ_n — unghiul exterior corespunzător colțului n al conturului poligonal drept deschis din planul r ;

t_n — coordonata din planul t, aferentă unghiului γ_n.

În figura 4 sînt marcate unghiurile exterioare ale conturului poligonal, ținînd seama de faptul că sensul pozitiv de parcurgere este sensul trigonometric, iar în figura 5 este dată corespondența dintre unghiurile γ și coordonatele t.

În aceste condiții expresia (10), capătă forma :

$$r = A \int \frac{dt}{\sqrt{t(t+1)}} + B = A \ln \left[t + \frac{1}{2} + \sqrt{t(t+1)} \right] + B. \tag{11}$$

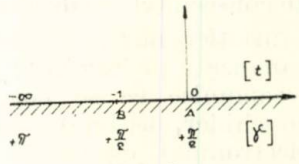


Fig. 5

Constantele A și B sînt mărimi complexe și se determină din condițiile de frontieră ale transformării din planul r în planul t :

$$\text{pentru } r = 0 \quad \Rightarrow t = -1,$$

$$\text{pentru } r = j\frac{\pi}{2} \quad \Rightarrow t = 0.$$

Înlocuind în (10), se obține :

$$A = \frac{1}{2}, \text{ iar } B = -\frac{1}{2}(j\pi - \ln 2).$$

În aceste condiții relația (11) devine :

$$r = \frac{1}{2} \ln \left\{ -2 \left[t + \frac{1}{2} + \sqrt{t(t+1)} \right] \right\}. \tag{12}$$

Cum : $r = \ln \zeta$,
atunci :

$$\zeta = \sqrt{-2 \left[t + \frac{1}{2} + \sqrt{t(t+1)} \right]}. \tag{13}$$

În continuare, cu ajutorul funcției de transformare :

$$t = e^w, \tag{14}$$

se transformă, în final, poligonul curb din planul ζ, în care cîmpul este radial, în cîmp omogen în planul w [2]:

$$w = u + jv,$$

unde cîmpul este omogen (fig. 6).

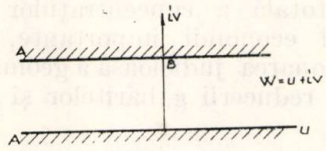


Fig. 6

Relaţia (13) devine:

$$\zeta = \sqrt{-2\left[e^w + \frac{1}{2} + \sqrt{e^w(e^w+1)}\right]}, \quad (15)$$

de unde explicitînd pe w:

$$w = \ln\left[-\left(\frac{\zeta + \frac{1}{\zeta}}{2}\right)^2\right]. \quad (16)$$

În expresia (16) se introduce acum valoarea lui ζ definită prin relaţia (6):

$$\zeta = e^{-j\varphi}, \quad (17)$$

deoarece $\rho = |E_z^*| = 1$.

Se obţine astfel:

$$w = \ln(-\cos^2\varphi),$$

de unde:

$$dw = -2\operatorname{tg}\varphi \cdot d\varphi. \quad (18)$$

Conform relaţiei (4), cîmpul din planul $\underline{z}$ este dat de expresia:

$$E_z^* = j\frac{dw}{dz}.$$

Ţinînd seama şi de relaţia (17), se poate scrie:

$$\zeta = j\frac{dw}{d\underline{z}} = e^{-j\varphi}, \quad (19)$$

de unde:

$$d\underline{z} = je^{j\varphi}, \quad (20)$$

Integrînd expresia (20), se obţine expresia curbei în planul $\underline{z}$:

$$\underline{z} = j\int e^{j\varphi}\,dw = j\int e^{j\varphi}(-2\operatorname{tg}\varphi)\,d\varphi + D =$$

$$= 2j\left\{\cos\varphi - j\left[\ln\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}+\frac{\pi}{4}\right) - \sin\varphi\right]\right\} + D. \quad (21)$$

Constanta de integrare D, se determină din condiţii în limită:

pentru $\varphi = 0 \Rightarrow z = 0$,

de unde:

$$D = j. \quad (22)$$

Se obţine astfel:

$$\underline{z} = -2j\left\{1 - \cos\varphi + j\left[\ln\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}+\frac{\pi}{4}\right) - \sin\varphi\right]\right\}, \quad (23)$$

iar în final: deoarece $z = x + jy$:

$$x = 2\left[\sin\varphi - \ln\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}+\frac{\pi}{4}\right)\right],$$

$$y = 2(1 - \cos\varphi). \quad (24)$$

Dînd lui φ valori cuprinse în intervalul $0 \ldots \frac{\pi}{2}$, rezultă profilul din figura 7.

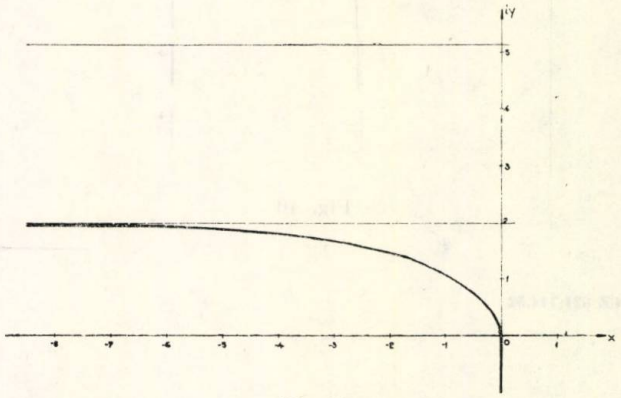


Fig. 7

Pentru configuraţia din figura 8, parcurgîndu-se, practic, acelaşi calcul, se obţine:

$$x = \sin\varphi - \ln\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi}{2}+\frac{\pi}{4}\right),$$

$$y = 1 - \cos\varphi, \quad (25)$$

φ luînd valori în intervalul $0 \ldots \pi$.

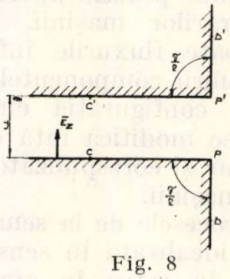


Fig. 8

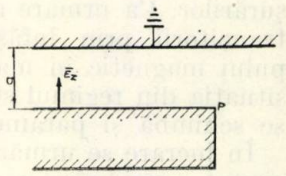


Fig. 9

Pentru configuraţia din figura 9 relaţiile de definire a profilului [5] sînt, pentru $\varphi = 0 \ldots \pi$:

$$x = -(\varphi - \sin\varphi),$$

$$y = 1 - \cos\varphi + 2\ln\cos\frac{\varphi}{2}; \quad (26)$$

În figura 10 este dată reprezentarea grafică a profilului definit de relaţia (26)

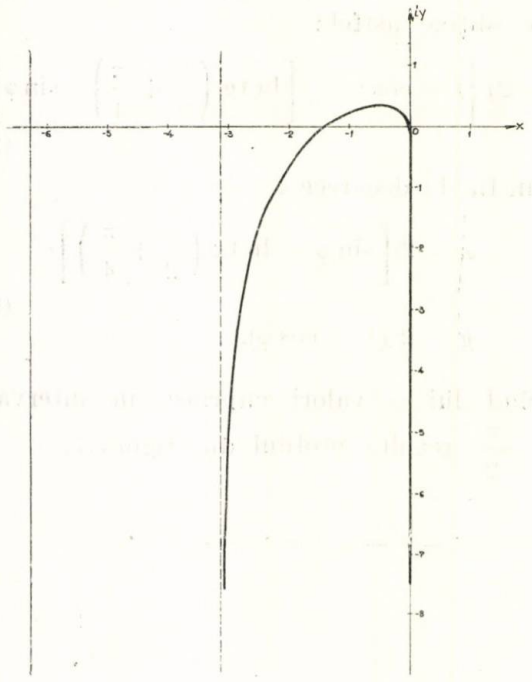


Fig. 10

Concluzii

Lucrarea de faţă, cu toate că nu este în totalitate originală, stabileşte o metodă practică comodă şi uşor de aplicat pentru trasarea suprafeţelor de cîmp constant.

Prin aplicarea elementelor stabilite, pe lîngă eliminarea totală a concentraţiilor de cîmp, se obţin şi economii importante, provenite din dimensionarea judicioasă a geometriei aparatelor şi a reducerii gabaritelor şi greutăţilor acestora.

Bibliografie

[1] *Rotileanu, P.* Consideraţiuni generale privind repartiţia cîmpului electromagnetic în incintele ecranate (în curs de apariţie).

[2] *Philippow, E.* Grundlagen der Elektrotrotechnik. Akademische Verlag — gesellschaft Geest & Porting K. G. Leipzig.

[3] *Simonyi, K.* Electrotehnică teoretică. Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

[4] *Richmond, H. W.* Notes on the Use of the schawarz — Christoffel Transformation in Electrostatics (and Hydrodynamics). In: Proc. London math. Soc. Ser. 222 (1924).

[5] *Prinz, H.* Hochspannungsfelder. R. Oldenbourg Verlag, München — Wien, 1969.

Intrat în redacţie la 15.XII.1975

CZ 621.314.52

MASINA SINCRONA
SCURTCIRCUIT BRUSC
ÎNFĂŞURARI AMORTIZOARE

Asupra scurtcircuitului brusc al maşinii sincrone

AUREL CÎMPEANU* — Craiova

Introducere

Studiul proceselor tranzitorii din maşinile sincrone întîmpină dificultăţi serioase, ca urmare a asimetriei magnetice şi electrice a rotorului. În momentul perturbării regimului stabil de funcţionare apar atît componente alternative, cît şi componente practic aperiodice ale curenţilor înfăşurărilor maşinii, ce tind să păstreze neschimbate fluxurile înfăşurărilor. Ca urmare a stabilirii componentelor tranzitorii prin înfăşurări, configuraţia cîmpului magnetic în maşină se modifică faţă de situaţia din regimul staţionar şi corespunzător, se schimbă şi parametrii maşinii.

În lucrare se urmăresc procesele de la scurtcircuit considerînd maşina idealizată în sensul Park. Pentru generalizare în rotor, în afara înfăşurării de excitaţie E, se consideră prezente înfăşurările de amortizare $D_1 \dots D_n$ în axa d şi $Q_1 \dots Q_r$ în axa q. Relaţiile ce definesc comportarea în regim tranzitoriu, în cazul general, se stabilesc în sistemul de axe d, q, solidar cu rotorul. Notaţiile ce intervin în continuare sînt cele uzuale din literatură.

Ecuaţiile de tensiuni pentru circuitele rotorice din axa d, sînt de forma:

$$\begin{vmatrix} U_E + p\,\psi_E(0) \\ p\,\psi_{D_1}(0) \\ \vdots \\ p\,\psi_{D_n}(0) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} pL_{dE} & R_E+pL_E & pL_{D_1E} & \dots pL_{D_nE} \\ pL_{D_1d} & pL_{ED_1} & R_{D_1}+pL_{D_1} & \dots pL_{D_nD_1} \\ \vdots & & & \\ pL_{dD_n} & pL_{ED_n} & pL_{D_1D_n} & \dots R_{D_n}+pL_{D_n} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d \\ i_E \\ i_{D_1} \\ \vdots \\ i_{D_n} \end{vmatrix}, \quad (1)$$

iar fluxurile înfăşurărilor din axa d, sînt date de sistemul reciproc de ecuaţii:

$$\begin{vmatrix} \psi_d \\ \psi_E \\ \psi_{D_1} \\ \vdots \\ \psi_{D_n} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_d & L_{Ed} & L_{D_1d} \dots L_{D_nd} \\ L_{dE} & L_E & L_{D_1E} \dots L_{D_nE} \\ L_{dD_1} & L_{ED_1} & L_{D_1} \dots L_{D_nD_1} \\ \vdots & & \\ L_{dD_n} & L_{ED_n} & L_{D_1D_n} \dots L_{D_n} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d \\ i_E \\ i_{D_1} \\ \vdots \\ i_{D_n} \end{vmatrix}, \quad (2)$$

* Dr. ing. *A. Cîmpeanu* este conferenţiar la Universitatea din Craiova.

unde $L_{D_1 d}$ este inductivitatea ciclică mutuală între înfășurările D_1, d, ș.a.m.d.

Ecuații analoage se stabilesc și pentru circuitele transversale.

La cele $n + 1 + r$ ecuații de tensiuni pentru circuitele rotorice se adaugă ecuațiile de tensiuni corespunzătoare înfășurărilor statorice ale mașinii echivalente [1].

1. Scurtcircuitul brusc simetric al mașinii sincrone

Se presupune că în timpul scurtcircuitului nu intervine forțarea excitației și că turația mașinii se păstrează constantă. Pentru a elimina mărimile de la $t = 0$ și simplifica pe această bază calculele, se aplică principiul superpoziției. Se obțin pentru imaginile curenților din cele două axe, expresiile :

$$i_d(p) = \frac{-u_{d_0}[R_s + p l_q(p)] - u_{q_0}\omega\, l_q(p)}{[R_s + p l_d(p)][R_s + p l_q(p)] + \omega^2 l_d(p)\, l_q(p)}; \tag{3}$$

$$i_q(p) = \frac{u_{d_0}\omega\, l_d(p) - u_{q_0}[R_s + p l_d(p)]}{[R_s + p l_d(p)][R_s + p l_q(p)] + \omega^2 l_d(p)\, l_q(p)},$$

unde u_{d_0}, u_{q_0} sînt tensiunile existente pînă în momentul scurtcircuitului.

În forma(3) rezolvarea sistemului este dificilă, inductivitățile operaționale $l_d(p)$, $l_q(p)$, definite ca rapoarte de polinoame $l_d(p) = \frac{N_d(p)}{n_d(p)}$, $l_q(p) = \frac{N_q(p)}{n_q(p)}$, fiind complicate. Identificarea parametrilor de bază ce condiționează procesul de scurtcircuit brusc, se poate face observînd că pentru determinarea constantelor de timp T'_d, $T''_d \ldots T_d^{(n)}$, de amortizare a componentelor de frecvență de bază din curenții statorici se poate considera $R_s = 0$, iar pentru calculul constantei de timp T_a corespunzătoare componentei aperiodice (eventual de frecvență dublă) a curentului statoric, se pot lua rezistențele înfășurărilor rotorice nule, precum și că fără a face o eroare prea mare se pot calcula curenții corespunzători ecuațiilor (3), neglijînd rezistența înfășurării statorice.

Anularea numitorilor dă viteză de modificare a lui $L_d(t)$, $L_q(t)$; anularea numărătorilor ($N_d(p) = 0$, $N_q(p) = 0$), determină constantele de amortizare ale componentelor periodice ale curenților statorici.

Considerînd pentru simplificare că anterior scurtcircuitului mașina funcționează la mersul în gol, fazorul reprezentativ al tensiunii la borne, este de forma $u_{s0} = j\omega\psi_{s0}$ sau în sistemul de axe solidar cu rotorul $u_{s0} = jU_{eE}\sqrt{2}$ și :

$$u_{d_0} = 0, \quad u_{q_0} = U_{eE}\sqrt{2}. \tag{4}$$

Introducînd (4) în (3) și neglijînd R_s, se obțin expresiile simplificate pentru $i_d(p)$, $i_q(p)$:

$$i_d(p) = -\frac{\omega U_{eE}\sqrt{2}}{(p^2 + \omega^3)\, l_q(p)};$$

$$i_q(p) = -\frac{p U_{eE}\sqrt{2}}{(p^2 + \omega^2)\, l_q(p)},$$

în care prin analogie cu [6] :

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right)\frac{p}{p - \beta_{d_1}} +$$

$$+ \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right)\frac{p}{p - \beta_{d_2}} + \ldots +$$

$$+ \left(\frac{1}{L_d^{(n)}} - \frac{1}{L_d^{(n-1)}}\right)\frac{p}{p - \beta_{d_n}} = \frac{1}{L_d(t)} = \frac{1}{L_d} +$$

$$+ \left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right) e^{\beta_{d_1} t} + \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right) e^{\beta_{d_2} t} + \ldots +$$

$$+ \left(\frac{1}{L_d^{(n)}} - \frac{1}{L_d^{(n-1)}}\right) e^{\beta_{d_n} t}. \tag{5}$$

Stabilirea funcțiilor original se face prin intermediul teoremei înfășurării, potrivit căreia dacă pentru o funcție de forma $\psi(p) = \frac{1}{p} \cdot \varphi_1(p) \cdot \varphi_2(p)$ se cunosc originalele $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$, este adevărată relația :

$$\psi(t) = \int_0^t \varphi_1(t - z)\, \varphi_2(t)\, dz.$$

Pentru curentul $i_d(p)$:

$\varphi_1(p) = -\sqrt{2}\, U_{eE}\frac{p\omega}{p^2 + \omega^2}$, $\varphi_2(p) = \frac{1}{l_{d(p)}}$, dat de (5), și originalele sînt imediate. Efectuarea integralei de mai sus, conduce la stabilirea lui $i_d(t)$; analog decurg lucrurile pentru $i_q(t)$.

Curentul fazei statornice A rezultă din relația :

$$i_A = i_d \cos(\omega t + \beta_0) - i_q \sin(\omega t + \beta_0),$$

unde β_0 fixează poziția axei rotorului față de axa fazei.

După calcule, cu introducerea constantei de amortizare T_a și reducerea termenilor neimportanți, se obține :

$$i_A = -U_{eE}\sqrt{2}\left\{\left[\frac{1}{x_d}+\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{x_d^{(i)}}-\right.\right.\right.$$

$$\left.-\frac{1}{x_d^{(i-1)}}\right)e^{-\frac{t}{T_d^{(i)}}}\Bigg]\cos(\omega t+\beta_0)-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{x_d^{(n)}}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{x_q^{(n)}}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos\beta_0-\frac{1}{2}\left(\frac{1}{x_d^{(n)}}-\right.$$

$$\left.\left.-\frac{1}{x_q^{(n)}}\right)e^{-\frac{t}{T_a}}\cos(2\omega t+\beta_0)\right\}, \qquad (6)$$

relație ce generalizează pe cea dată de Laible [6].

Exprimînd imaginile curenților înfășurărilor rotorice în funcție de $i_d(p)$, $i_q(p)$, se stabilesc și variațiile curenților rotorici în timp, în cazul general.

Pentru ușurința calculelor și obținerea unor concluzii imediate, se consideră în continuare, așa cum se procedează de regulă în cazurile practice, doar cîte o înfășurare amortizoare în fiecare axă a mașinii și se introduc coeficienții de dispersie mutuală ;

$$\sigma_{ij} = 1 - \frac{L_{ij}^2}{L_i L_j}; \quad i,j = d,\ D,\ Q,\ E. \qquad (7)$$

Pe această bază inductivitatea $l_d(p)$ obține forma :

$$l_d(p) = L_d \frac{1+p(\sigma_{Ed}T_E+\sigma_{Dd}T_D)+p^2\frac{L_d''}{L_d}\sigma_{ED}T_E T_D}{1+p(T_E+T_D)+p^2\sigma_{ED}T_E T_D}, \qquad (8)$$

similară celei din [6].

Anularea numitorului din (8) dă viteza de modificare a lui $L_d(t)$, cu două constante de timp :

$$T_h \cong T_E + T_D; \quad T_\sigma \cong \frac{\sigma_{ED}T_E T_D}{T_E+T_D}. \qquad (9)$$

Anularea numărătorului, conduce la rădăcinile $\beta_{d1,d2}$ [6], ce dau constantele de timp $T_d' = -\frac{1}{\beta_{d1}}$, $T_d'' = -\frac{1}{\beta_{d2}}$, de amortizare a componentelor periodice ale curentului statoric.

Curentul statoric i_A obține forma (6), în care intervin doar reactanțele tranzitorii și supratranzitorii ($i = 1,\ 2$).

Pentru imaginile componentelor tranzitorii ale curenților înfășurărilor rotorice $i = D,\ E$, se obțin relațiile :

$$i_i'(p) = \frac{A_i p^2 + B_i}{(p^2+\omega^2)(p-\beta_{d_1})(p-\beta_{d_2})} \qquad (10)$$

și după calcule introducînd și constanta de timp T_a pentru funcțiile original, forma :

$$i_i'(t) = \left(\frac{C_i}{\omega}\sin\omega t - \frac{F_i}{\omega^2}\cos\omega t\right)e^{-\frac{t}{T_a}} +$$

$$+\frac{D_i}{\beta_{d_1}}e^{\beta_{d_1}t}+\frac{E_i}{\beta_{d_2}}e^{\beta_{d_2}t}, \qquad (11)$$

în care se verifică relația :

$$\frac{F_i}{\omega^2}-\frac{D_i}{\beta_{d_1}}-\frac{E_i}{\beta_{d_2}}=0,$$

încît :

$$i_i'(0) = i_i'(\infty) = 0.$$

Coeficienții din (11) au forma (dacă se consideră $\beta_{d_1}\cdot\beta_{d_2} \ll \omega^2$) :

$$C_i \cong -\frac{A_i(\beta_{d_1}+\beta_{d_2})+B_i}{\omega^2};$$

$$F_i \cong \frac{A_i\omega^2 - B_i(\beta_{d_1}+\beta_{d_2})}{\omega^2};$$

$$D_i \cong \frac{-\beta_{d_1}(A_i\beta_{d_1}+B_i)}{(\beta_{d_2}-\beta_{d_1})\omega^2}; \qquad (12)$$

$$E_i \cong \frac{\beta_{d_2}(A_i\beta_{d_2}+B_i)}{(\beta_{d_2}-\beta_{d_1})\omega^2}.$$

Coeficienții A_E, B_E, au forma :

$$A_E \cong \sqrt{\frac{L_d}{L_E}}\frac{1}{2}\left(\sigma_{Dd}+\sigma_{DE}-\sigma_{dE}\right)\frac{U_{eE}\sqrt{2}\,\omega}{L_d''\sigma_{ED}};$$

$$B_E \cong \sqrt{\frac{L_d}{L_E}}\frac{1}{2}(2-\sigma_{dE})\frac{U_{eE}\sqrt{2}\omega}{L_d''\sigma_{ED}T_D}, \qquad (13)$$

iar A_D, B_D, rezultă din (13) prin înlocuirea indicelui E prin D în inductivități, coeficienți de dispersie și constante de timp.

Pentru curentul din înfășurarea Q se obține :

$$i_Q(t) = \left[\frac{C_Q}{\omega}\sin\omega t - \frac{F_Q}{\omega^2}\cos\omega t\right]e^{-\frac{t}{T_a}} + \frac{D_Q}{\beta_q}e^{\beta_q t}, \qquad (14)$$

unde :

$$C_a \simeq A_q,\ F_Q \simeq A_q \cdot \beta_q,\ D_Q \simeq \frac{A_q \cdot \beta_q^2}{\omega^2}$$

sau pentru valorile β_q reduse,

$$i_Q(t) \cong \frac{C_Q}{\omega} e^{-\frac{t}{T_a}} \cdot \sin \omega t. \qquad (15)$$

2. Concluzii

1. Ca urmare a amortizării curenților aperiodici rotorici conform relațiilor (11), inductivitatea sincronă a mașinii, crește. Cum rezultă din (8) și (9) aceasta se modifică în primele momente rapid (cu constanta de timp T_σ), pînă ce cîmpul învîrtitor de reacție al statorului pătrunde în spațiu cîmpurilor de dispersie dintre înfășurările E, D, și în continuare, mult mai încet (cu constanta de timp T_h) cînd liniile cîmpului de reacție pătrund în miezul feromagnetic rotoric,astfel că înlănțuie înfășurările E, D. Dar conform (5), particularizată pentru cazul cîte unei singure înfășurări amortizoare în fiecare axă, valoarea spre care tinde rapid $L_d(t)$ este L'_d, dacă se consideră β_{d_1} suficient de mic față de βd_2 [6], astfel ca în intervalul redus de timp cît dispare termenul $\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right) e^{\beta d_2 t}$ să se poată considera $e^{\beta d_1 t} \simeq 1$.

Din cele prezentate rezultă că valoarea L'_d a inductivității sincrone longitudinale, se obține la scurt timp după scurtcircuit și corespunde cazului cînd cîmpul de reacție statoric a pătruns doar parțial în rotor (nu înlănțuie înfășurările E, D).

Principial este greșit punctul de vedere frecvent întîlnit în literatură [1], [4] etc., potrivit căruia inductivitatea L'_d (la altă scară reactanța x'_d) se stabilește la dispariția curentului din înfășurarea de amortizare, întrucît din cele prezentate (11), curenții tranzitorii din înfășurările E, D, strîns cuplate magnetic, se amortizează simultan, cu aceleași constante de timp.

2. Observînd că pentru componentele periodice ale curentului de scurtcircuit ale mașinii, circuitul statoric se consideră supraconductor, fluxul învîrtitor de reacție trebuie să se păstreze constant, cel de la $t = 0$. În sistemul de axe solidar cu rotorul, aceasta revine la condiția ca fluxul componentelor aperiodice ale curenților i_d , i_q, să fie constant. Lucrurile se desfășoară în ce privește componentele aperiodice, ca și în cazul a trei circuite imobile relativ cuplate magnetic (înfășurarea statorică din axa d și înfășurările rotorice E, D), dintre care unul este supraconductor și alimentat cu o tensiune sinusoidală. Rezultatele analizei unui astfel de proces tranzitoriu sînt similare celor obținute în (11), (12). Pe această bază se poate urmări cu un grad sporit de precizie față de [7] modul cum se repartizează curenții tranzitorii, în înfășurările D, E factorii care condiționează repartiția, ponderea lor. De asemenea, în abordarea problemei în [7], nu se discută contribuția cîmpurilor aperiodice statorice la stabilirea curenților din înfășurările rotorice.

Faptul că pentru modul de variație stabilit pentru $i_d(t)$ (cu constantele de timp T'_d, T''_d) și $L_d(t)$ (cu constantele de timp T_h, T_σ) fluxul înfășurării statorice este cel al unui circuit supraconductor se verifică direct. Într-adevăr, în ipotezele considerate :

$$\psi_d(p) = l_d(p)\, i_d(p) = -$$

$$-\frac{\omega U_{eE}\sqrt{2}}{p^2 + \omega^2} \doteq \frac{U_{eE}\sqrt{2}}{\omega} (1 - \cos \omega t);$$

$$\psi_q(p) = l_q(p)\, i_q(p) = -$$

$$- p \frac{U_{eE}\sqrt{2}}{p^2 + \omega^2} \doteq U_{eE}\sqrt{2} \sin \omega t.$$

3. Prezența unei componente continue în curentul din înfășurarea Q, denotă că axa cîmpului de reacție învîrtitor statoric este rotită față de axa d a mașinii. Se poate aprecia pe această bază componenta cuplului electromagnetic de la scurtcircuit, condiționată doar de rezistențele circuitelor rotorice. La neglijarea tuturor rezistențelor (15),axele cîmpurilor învîrtitoare de reacție și inductor devin suprapuse, așa cum se consideră de regulă în literatură.

4. Ecuația (6) stabilită cu considerarea mai multor circuite amortizoare în rotor, evidențiază cu un grad sporit de precizie curentul de scurtcircuit de la $t = 0$ și modul ulterior de amortizare în timp. Observăm că parametrii ce intervin pot fi determinați analitic în diverse ipoteze de calcul (însă cu o mare dispersie a rezultatelor), dar și pe cale experimentală [8] etc. În consecință, dificultățile legate de utilizarea relației exacte (6) pot fi ocolite, astfel încît aceasta obține valoarea practică.

5. Cum rezultă din (6), mărimea componentelor aperiodică și de frecvență dublă ale curentului de fază statoric la $t = 0$, este condiționată de reactanțele tranzitorii de ordinul n (în cazul particular urmărit, de reactanțele supratranzitorii) din cele două axe și de momentul conectării. Principial este greșit punctul de vedere din [2] și standardele care precizează modalitățile încercării mașinii sincrone, CEI, GOST, STAS, potrivit cărora componenta simetrică maximă a curentului de scurtcircuit brusc, poate fi stabilită pe calea determinării componentei aperiodice maxime. Acest lucru este adevărat în cazul $x_d^{(n)} = x_q^{(n)}$, $(x'_d = x''_q)$.

Cînd reactanţele supratranzitorii diferă între ele, cum este cazul maşinilor cu poli aparenţi fără înfăşurări amortizoare (pentru care [3] $X''_q \cong 2{,}3\ X''_d$), identificarea lui $I''_d\ X''_d$ prin intermediul construcţiei grafice recomandate (în care se consideră componentele aperiodice ale curenţilor de fază de la un moment dat), poate duce la erori sensibile. Apare, ca urmare, necesitatea precizării în normele de încercări ale domeniului în care metoda grafică amintită poate fi utilizată. Acest lucru prezintă interes practic, cu atît mai mult cu cît curentul de şoc la o maşină sincronă este limitat superior.

O parte din observaţii, aşa cum rezultă din conţinut, sînt surprinse în literatură, dar ori sînt insuficient sau eronat justificate teoretic, ori nu sînt evidenţiate implicaţiile practice (observaţia 5).

În lucrarea de faţă se arată că prin efectuarea unor simplificări controlate, procesele ce apar în regimul important de scurtcircuit brusc al maşinii sincrone (chiar la considerarea mai multor înfăşurări amortizoare pe rotor), pot fi justificate principial şi prinse într-un mod unitar în calcule.

Bibliografie

[1] *Concordia, Gh.* Synchronous Machines. Theory and Performance. New-York, John Willey and Sons, 1951.

[2] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale maşinilor electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[3] *Kazovskii, E. Ia.* Perehodnîe proţesî v elektriceskihn maşinah peremennovo toka. Izd. Academii Nauk, SSSR, 1962.

[4] *Kovaci, K. P., Racz, I.* Perehodnîe proţesî v maşinah peremennovo toka. Moskva, Gosenergoizdat, 1963.

[5] *Krug, K. A.* Osnovî elektrotehniki. Moskva, Gosenergoizdat, 1952.

[6] *Laible, Th.* Teoria sinhronnoi maşinî pri perehodnîh proţessah, Moskva, Gosenergoizdat, 1967.

[7] *Mamiconiant, L. G.* Despre procesele tranzitorii în maşinile sincrone cu circuite amortizoare pe rotor. — In: Elektricestvo nr. 7, 1954.

[8] *Oprişan, P.* Cu privire la determinarea parametrilor interni ai maşinii sincrone. In: Electrotehnica, **18** nr. 4, 1970.

[9] *Rudenberg, R.* Fenomenele tranzitorii în sistemele electroenergetice.

Intrat în redacţie la 12.VII.1975

CZ 621.3.04:621.317.7.085.31

MECANISME DE ACŢIONARE
APARATE ELECTRICE
CALCULATOR NUMERIC

Studiul parametrilor dispozitivelor de acţionare prin impuls electromagnetic

ION MARINESCU, MIMI SASU, MIHAI ŞERBANESCU* — Bucureşti

Dispozitivele de acţionare prin impuls electromagnetic constituie un sistem modern de impulsionare, care determină deplasarea extrem de rapidă a echipajului mobil al aparatelor de comutaţie [1—3]. Fiind o aplicaţie relativ recentă a acţiunilor ponderomotoare determinate de cîmpurile magnetice intense, rapid variabile în timp, ele au constituit subiectul unui număr relativ restrîns de lucrări, în care fenomenele sînt studiate cantitativ [3]. Aceste lucrări au condus însă la apariţia unor modele matematice care descriu fenomenele electromagnetice şi mişcarea dispozitivului, existînd, în prezent, rezolvări care permit cunoaşterea tuturor mărimilor electromagnetice şi mecanice ce caracterizează regimul dinamic al dispozitivului [3], [7].

În momentul de faţă nu este stabilit însă modul în care parametrii constructivi ai dispozitivului, precum şi parametrii electrici ai circuitului de descărcare, influenţează mărimile caracteristice ale dispozitivului, care sînt, în principal, viteza de deplasare a armăturii mobile şi curentul din circuitul de descărcare.

În această lucrare, folosindu-se modelul teoretic, precum şi alogoritmul şi programul de calcul, prezentate într-o lucrare anterioară [3], este studiată influenţa parametrilor constructivi ai dispozitivului şi a parametrilor electrici ai circuitului de descărcare, asupra principalelor mărimi caracteristice ale dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic. Drept urmare, devine posibilă alegerea convenabilă a parametrilor, astfel încît să se poată obţine performanţele maxime ale acestui tip de dispozitiv.

1. Parametrii principali şi mărimile caracteristice

Principalii parametri constructivi ai dispozitivului de acţionare (fig. 1) sînt dimensiunile a şi b ale conductorului de bobinaj şi diametrul exterior D_2 al bobinei. Diametrul D_1 poate varia într-un domeniu îngust (obişnuit are o valoare dată), iar grosimea g_1 a izolaţiei electrice este impusă de mărimea U_0 a tensiunii de încărcare a bateriei de condensatoare.

* Dr. ing. *Marinescu I.* este şeful laboratorului ACMT din ICPE, dr. ing. *Sasu M.* este cercetător ştiinţific principal la Centrul de calcul electronic al ICPE, iar ing. *Şerbănescu M.* este asistent la Institutul politehnic-Bucureşti.

Pentru o tensiune de încărcare dată, numărul de spire ale bobinei rezultă, deci, în funcţie de parametrii a şi D_2.

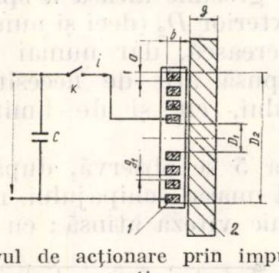


Fig. 1. Dispozitivul de acţionare prin impuls electromagnetic :
1 — bobină de acţionare ; 2 — armătură mobilă (disc) ; C — baterie de condensatoare ; K — aparat de conectare.

Masa echipajului mobil se poate exprima sub forma [3] :

$$m = f(D_2) + m_e, \tag{1}$$

unde : primul termen este o funcţie de diametrul D_2, reprezentînd masa armăturii mobile în formă de disc, iar al doilea termen, m_e, semnifică masa celorlalte elemente ale echipajului mobil, fiind şi el un parametru principal al dispozitivului de acţionare.

Grosimea g a discului se alege suficient de mare, pentru ca acesta să ecraneze, practic, complet cîmpul magnetic al bobinei de acţionare ; neexistînd cîmp magnetic care să treacă dincolo de disc, întreaga energie electromagnetică provenită de la bobină este localizată în conductorul masiv şi produce forţă electromagnetică. Pe de altă parte, deoarece forţa electromagnetică are o valoare foarte mare şi acţionează sub formă de şoc asupra discului, acesta trebuie să aibă o grosime suficient de mare pentru a nu se deforma. Grosimea armăturii mobile fiind, aşadar, o mărime impusă, ea nu va fi inclusă printre parametrii principali ai dispozitivului de acţionare.

Parametrii electrici principali ai circuitului de descărcare sînt :

C — capacitatea bateriei de condensatoare ;

U_0 — tensiunea de încărcare a bateriei de condensatoare ;

L_e — inductivitatea compusă din inductivitatea căilor de curent, a condensatoarelor şi a aparatului de conectare ;

R_e — rezistenţa compusă din rezistenţa căilor de curent, a condensatoarelor şi a aparatului de conectare :

$$R_e = 10^{-2} R_{e10\text{kzH}} \sqrt{f_i}, \tag{2}$$

unde : $R_{e10\text{kHz}}$ este rezistenţa R_e la frecvenţa de 10 kHz, iar f_i este frecvenţa curentului oscilatoriu amortizat, corespunzătoare poziţiei iniţiale a armăturii mobile (la distanţă minimă de bobină) [3].

Principalele mărimi caracteristice ale dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic sînt viteza maximă v_M a echipajului mobil şi valoarea maximă i_M a curentului de descărcare. Viteza maximă caracterizează dispozitivul din punct de vedere al performanţelor cinematice, iar curentul maxim impune performanţele aparatului de conectare şi indică solicitările electrodinamice ale căilor de curent, ale condensatoarelor, precum şi durata de viaţă a acestora din urmă.

2. Studiul mărimilor caracteristice ale dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic

Se foloseşte sistemul complet de ecuaţii ce caracterizează regimul dinamic al dispozitivului de acţionare prin impuls electromagnetic, precum şi metoda de calcul pentru rezolvarea sa pe calculator numeric, descrise în [3].

Avînd ca date de intrare valorile parametrilor a, b, D_2, m_e, C, U_0, L_e, $R_{10\text{kHz}}$, s-au calculat valorile mărimilor caracteristice i_M şi v_M şi s-au reprezentat grafic variaţiile acestor mărimi, parametrii fiind consideraţi pe rînd ca variabile independente. În paralel, s-a efectuat calculul frecvenţei f_i, necesitatea cunoaşterii permanente a acestei mărimi rezultînd din condiţia expusă anterior, aceea ca discul să ecraneze complet cîmpul electromagnetic. Grosimea discului fiind calculată în funcţie de solicitările mecanice prezentate, frecvenţa trebuie să fie suficient de ridicată pentru ca adîncimea de pătrundere δ a cîmpului electromagnetic în semispaţiul conductor să fie suficient de mică pentru o ecranare completă.

Alte date de intrare folosite au fost :

— $D_1 = 40$ mm ;

— coeficientul global de viscozitate aerodinamică şi frecare mecanică, $k = 100 \dfrac{\text{Ns}}{\text{m}}$;

— grosimea izolaţiei bobinei de acţionare, $g_1 = 2$ mm. S-a considerat că discul şi spirele bobinei sînt executate din cupru.

În figura 2 este prezentată dependenţa mărimilor caracteristice de grosime a a conductorului de bobinaj. Se observă că viteza creşte cu cît dimensiunea a este mai mică, deci, cu cît numărul de spire pe unitatea de lungime (măsurată radial) este mai mare. Această situaţie este avantajoasă deoarece în domeniul valorilor mici ale lui a, curentul i_M are valori reduse.

Din graficul dependenţei vitezei de înălţimea b a conductorului de bobinaj (fig. 3), reiese că viteza creşte pe măsură ce b este mai mic. Aceasta se datorează creşterii densităţii de curent în spirele bobinei de acţionare.

Curba de variaţie a vitezei maxime în funcţie de diametrul exterior D_2 al bobinei de acţionare (fig. 4), are o alură deosebită. Se observă că

viteza crește odată cu diametrul exterior, pentru ca apoi să scadă după ce trece printr-un maxim. Scăderea vitezei la valori mari ale diametrului D_2 se datorează faptului că odată

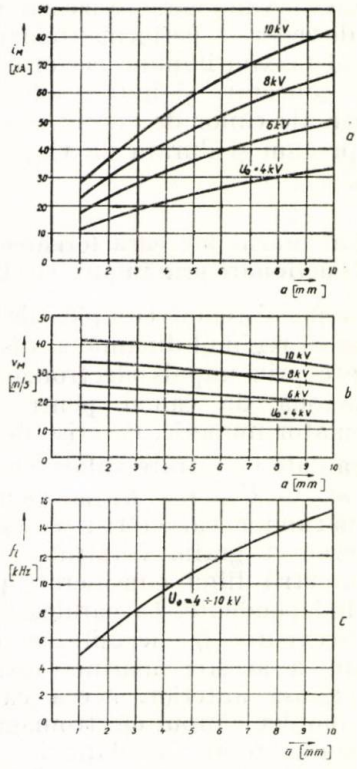


Fig. 2. Dependența i_M, v_M și f_i de dimensiunea a a conductorului bobinei :

b = 12 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; L_e = 0,5 μH; $R_{e10\ kHz}$ = 20 mΩ.

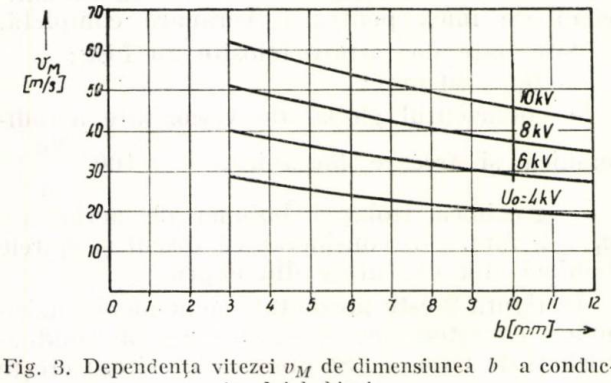


Fig. 3. Dependența vitezei v_M de dimensiunea b a conductorului bobinei :

a = 2 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; L_e = 0,5 μH; R_{e10kHz} = 20 mΩ.

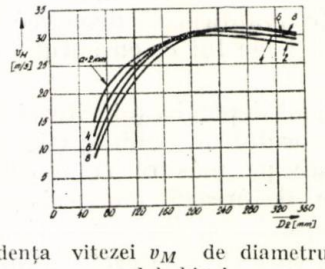


Fig. 4. Dependența vitezei v_M de diametrul exterior D_2 al bobinei :

b = 8 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; U_0 = 6 kV; L_e = 0,5 μH; $R_{e\ 10\ kHz}$ = 20 mΩ.

cu creșterea diametrului exterior al bobinei de acționare crește și diametrul exterior al discului, deci și masa și inerția acestuia. Rezultă că pentru o grosime aleasă a spirelor bobinei, diametrul exterior D_2 (deci și numărul de spire) trebuie să crească, dar numai la o anumită valoare, impusă atît de necesitatea limitării masei discului, cît și de limitarea scăderii frecvenței.

Din figura 5 se observă, după cum era de așteptat, că masa echipajului mobil influențează puternic viteza atinsă; cu cît masa este

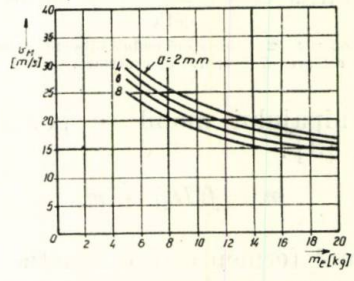


Fig. 5. Dependența vitezei v_M de masa m :

b = 8 mm; D_2 = 120 mm; C = 100 μF; U_0 = 6 kV; L_e = 0,5 μH; $R_{e\ 10\ kHz}$ = 20 mΩ.

mai mică, cu atît viteza maximă are valori mai înalte.

Creșterea capacității bateriei de condensatoare (fig. 6) conduce la creșterea vitezei echipajului mobil. Apare simultan însă dezavantajul existenței unui curent de valoare mare prin circuitul de descărcare.

În același mod acționează și creșterea tensiunii inițiale U_0 a bateriei de condensatoare

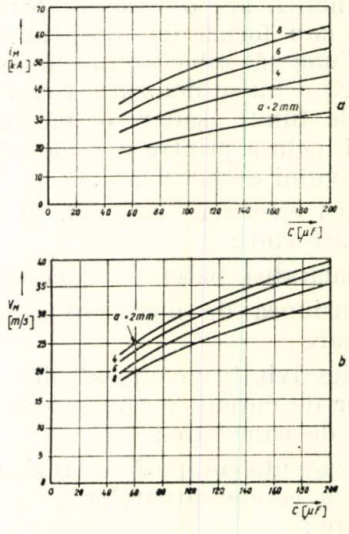


Fig. 6. Dependența i_M și v_M de capacitatea C a bateriei de condensatoare :

b = 8 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; U_0 = 6 kV; L_e = 0,5 μH; $R_{e\ 10\ kHz}$ = 20 mΩ.

(fig. 7); se obține o mărire accentuată a vitezei (întrucît energia inițială este proporțională cu pătratul tensiunii U_0), dar rezultă și o creștere rapidă a curentului. În plus, creșterea

tensiunii peste anumite valori conduce la inconveniente legate de izolația elementelor dispozitivului de acționare.

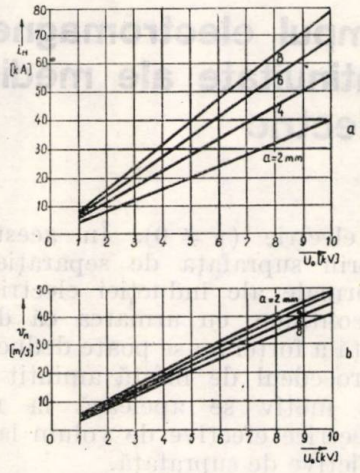


Fig. 7. Dependența i_M și v_M de tensiunea de încărcare U_0:
b = 8 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; L_e = 0,5 μH; $R_{e\,10\,kHz}$ = 20 mmΩ.

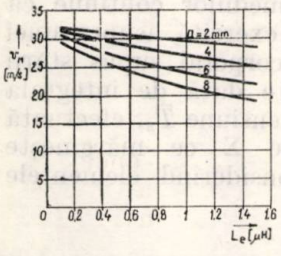


Fig. 8. Dependența vitezei v_M de inductivitatea L_e:
b = 8 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; U_0 = 6 kV; $R_{e\,10\,kHz}$ = 20 mΩ.

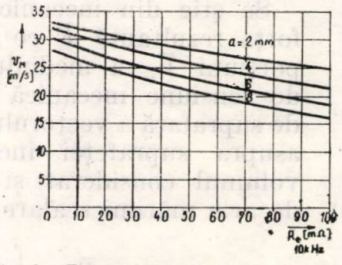


Fig. 9. Dependența vitezei v_M de rezistența $R_{e\,10\,kHz}$:
b = 8 mm; D_2 = 120 mm; m_e = 5 kg; C = 100 μF; U_0 = 6 kV; L_e = 0,5 μH.

În figurile 8 și 9 este prezentată influența rezistenței R_e și a inductivității L_e. Se observă că scăderea valorii acestor parametri duce la creșterea sensibilă a vitezei maxime obținute, în special în cazul folosirii conductoarelor groase (a mare) pentru bobina de acționare.

Concluzii

Avînd ca punct de plecare un model teoretic al dispozitivului de acționare prin impuls electromagnetic, precum și o metodică de calcul stabilită pentru rezolvarea pe calculator numeric a modelului matematic corespunzător [3], în lucrare se studiază influența tuturor parametrilor ce caracterizează dispozitivul de acționare și circuitul de descărcare, asupra mărimilor cinematice și electromagnetice semnificative ale dispozitivului.

Pentru un număr mare de valori date parametrilor, deci, în cazul unui număr mare de variante constructive, se calculează cu ajutorul unui calculator numeric și se trasează grafic curbele de variație a mărimilor caracteristice ale dispozitivului în funcție de fiecare dintre acești parametri.

Se stabilește, așadar, modul în care fiecare parametru influențează performanțele dispozitivului de acționare, clarificîndu-se felul în care trebuie alese valorile parametrilor caracteristici ai acestui tip de dispozitive.

Bibliografie

[1] *Waghorne, J.H., Smith, H.A.* High speed device for interrrupting and completing HV power circuits. U.S. Patent 3.268.687, aug 1966.

[2] *Otani, K., Sahata, K., Ide, M.* Synchronous air blast circuit breaker for 1 cycle interruption. In: Toshiba Rev. **20**, no. 5, 1965, p. 1—9.

[3] *Marinescu, I., Sasu, M., Șerbănescu, M.* Regimul dinamic al dispozitivelor de acționare prin impuls electromagnetic. In: E.E.A. Electrotehnica, **24**, nr. 3, apr 1976.

[4] *Basu, S.* Analysis of an electromagnetically driven impulse motor. M.A.Sc. thesis, Dept. of Electr. Eng. University of Waterlo, Ontario, Canada, mai 1968.

[5] *Basu, S., Srivastava, K.D.* Electromagnetic forces on a metal disk in an alternating magnetic field. In: I.E.E.E. Trans. Power Apparatus and Systems, PAS—**88**, no. 8, aug 1969, p. 1281—1285.

[6] *Basu, S., Srivastava, K.D.* Coupled-circuit method of force calculation for eddy-current devices. In: Brit. J. Appl. Phys., ser. **2**, 2, 1969, p. 757—759.

[7] *Basu, S.* Electrodynamics of a pulsed magnetic power device. Doctor of Philosophy thesis, Univ. of Waterlo, Ontario, Canada, aug. 1970.

[8] *Rajotte, R.J., Drouet, M.G.* Experimental analysis of a fast acting circuit breaker mechanism — electrical aspects. In: I.E.E.E. Trans. Power Apparatus and Systems, PAS—**94**, ian-feb, 1975, p. 89—96.

Intrat în redacție la 31. X. 1975

CZ 621.317.32:621.013

CÎMP ELECTROMAGNETIC
FORȚE VOLUMICE
MEDII CORPORALE

Forța locală efectiv exercitată de cîmpul electromagnetic macroscopic în suprafețele de discontinuitate ale mediilor corporale încărcate electric

DUMITRU DABA* — Timișoara

Introducere

În anul 1957 [1] s-a formulat o teorie macroscopică relativist-invariantă a cîmpului electromagnetic macroscopic sub raportul proprietăților sale dinamice, în cadrul căreia s-a definit, în mod univoc, *densitatea efectivă* a forței exercitate de cîmp asupra mediilor corporale oarecare. Expresia ei (partea electrică), adevărată în orice referențial inerțial, este :

$$\bar{f}_{ve_{ef}} = \rho\bar{E} - \nabla(\bar{E}\overset{\downarrow}{\bar{P}})^{**}, \tag{1}$$

semnificația mărimilor fiind cunoscută.

Pornind de la această expresie și folosind un procedeu de trecere la limită, s-a dedus în [2] densitatea superficială a forței efective exercitate de cîmp în mediile neîncărcate electric (în care densitatea de sarcină ρ este nulă), în forma :

$$\bar{f}_{se_{ef}} = \frac{1}{2} D_n^2 \nabla_s \frac{1}{\varepsilon} - \frac{1}{2} E_t^2 \nabla_s \varepsilon - \frac{1}{2} \nabla_s(\bar{E}\bar{P}). \tag{2}$$

Aici, D_n și E_t sînt componentele locale normală și tangențială ale vectorilor cîmp inducție și intensitate, $\bar{P}$ polarizația electrică temporară, iar $\bar{n}_{12}$, vectorul unitar normal al suprafeței ce separă mediile de proprietăți fizico-chimice distincte (în particular suprafața corpului), orientat spre mediul 2.

Pentru deducerea expresiei (2) s-a folosit o formă echivalentă a forței volumice :

$$\bar{f}_{ve_{ef}} = \rho\bar{E} - \frac{1}{2} E^2 \nabla\varepsilon - \frac{1}{2} \nabla(\bar{E}\bar{P}), \tag{3}$$

dedusă din (1) în baza unor operațiuni cunoscute de analiză vectorială și s-a făcut apel la legea polarizației electrice ; s-a folosit, de asemenea, conservarea componentei normale a vectorului inducție (consecință a legii fluxului electric și a absenței sarcinii electrice adevărate din suprafața de discontinuitate).

În lucrarea de față se urmărește stabilirea expresiei forței superficiale în cazul corpurilor încărcate electric ($\rho \neq 0$). În acest caz la trecerea prin suprafața de separație componentele normale ale inducției electrice $\bar{D}$ nu mai sînt continue, cu urmarea că densitatea de suprafață a forței nu se poate deduce simplu, folosind procedeul de limită amintit mai sus. Din acest motiv se apelează la reducerea forțelor electrice efective de volum la tensiuni mecanice fictive de suprafață.

1. Tensorul stare de tensiune efectiv

Se știe din mecanica mediilor continue că forța rezultantă $\bar{F}$ ce se exercită asupra unei porțiuni $\bar{V}_\Sigma$ a mediului corporal supus stării de tensiune mecanică este dată de integrala de suprafață a vectorului tensiune $\bar{T}_n$, efectuată asupra suprafeței închise Σ ce mărginește volumul considerat și considerînd elementele de arie mărimi scalare :

$$\bar{F} = \oint_\Sigma \bar{T}_n \, \mathrm{d}A. \tag{4}$$

Mulțimea vectorilor $\bar{T}_n$, dependenți de orientarea locală $\bar{n}$ a normalei elementului de arie ce trece prin punctul considerat, definește un tensor de ordinul al doilea $\bar{\bar{T}}$, numit tensorul stare de tensiune mecanică.

Se urmărește determinarea unei stări de tensiune mecanică fictivă echivalentă cu expresia (1) a densității de forță electrică efectivă. Problema constă în a determina o stare de tensiune care, dacă ar exista în locul cîmpului electric, ar da aceeași densitate a forței de volum ca și cîmpul electric. Adică :

$$\bar{F} = \int_{V_\Sigma} \bar{f}_{ve_{ef}} \, \mathrm{d}v = \oint_\Sigma \bar{T}_{e_n} \, \mathrm{d}A, \tag{5}$$

sau, folosind transformarea de integrale a lui Gauss-Ostrogradsky referitoare la tensorii de ordinul al doilea :

$$\oint_\Sigma \bar{T}_{e_n} \, \mathrm{d}A = \int_{V_\Sigma} \mathrm{div}\, \bar{\bar{T}}_e \, \mathrm{d}v$$

și cum volumul V_Σ este arbitrar :

$$\bar{f}_{ve_{ef}} = \mathrm{div}\, \bar{\bar{T}}_e. \tag{6}$$

---

* Dr. ing. *D. Daba* este conferențiar la Institutul politehnic Timișoara.

** Săgeata de deasupra indică faptul că acea mărime se derivează la calculul gradientului.

În coordonate carteziene egalitatea (6) conduce la relaţiile :

$$(f_{ve_{ef}})_x = \frac{\partial T_{e_{xx}}}{\partial x} + \frac{\partial T_{e_{xy}}}{\partial y} + \frac{\partial T_{e_{xz}}}{\partial z},$$

$$(f_{ve_{ef}})_y = \frac{\partial T_{e_{yx}}}{\partial x} + \frac{\partial T_{e_{yy}}}{\partial y} + \frac{\partial T_{e_{yz}}}{\partial z}, \qquad (7)$$

$$(f_{ve_{ef}})_z = \frac{\partial T_{e_{zx}}}{\partial x} + \frac{\partial T_{e_{zy}}}{\partial y} + \frac{\partial T_{e_{zz}}}{\partial z},$$

în care : $T_{e_{ik}}$ reprezintă componenta după direcţia $\bar{i}$ a tensiunii $\bar{T}_{e_k}$ corespunzătoare orientării $\bar{k}$. Ansamblul celor nouă mărimi scalare $T_{e_{ik}}$ determină tensorul stare de tensiune căutat $\bar{\bar{T}}_e$:

$$\bar{\bar{T}}_e = \begin{Vmatrix} T_{e_{xx}} & T_{e_{xy}} & T_{e_{xz}} \\ T_{e_{yx}} & T_{e_{yy}} & T_{e_{yz}} \\ T_{e_{zx}} & T_{e_{zy}} & T_{e_{zz}} \end{Vmatrix}. \qquad (8)$$

Deoarece se referă la forţele efective exercitate de cîmpul electromagnetic şi pentru a-l deosebi de tensorul „maxwellian" (referitor la forţele *echivalente* ale cîmpului şi cunoscut din literatura clasică), vom numi tensorul stare de tensiune $\bar{\bar{T}}_e$ — *„efectiv"*.

Pentru densitatea forţei electrice efective se foloseşte expresia echivalentă (3), în care se fac înlocuirile :

$$\rho = (\nabla \bar{D}),$$

$$\frac{1}{2} E^2 \nabla \varepsilon = \nabla \frac{\varepsilon E^2}{2} - \frac{\varepsilon}{2} \nabla E^2, \qquad (9)$$

$$\nabla E^2 = 2\nabla(\bar{E}\bar{E}) = 2(\bar{E}\nabla)\bar{E} \text{ cu } \nabla x \bar{E} = 0,$$

astfel încît ea devine :

$$\bar{f}_{ve_{ef}} = \bar{E}(\nabla \bar{D}) + (\bar{D}\nabla)\bar{E} - \frac{1}{2} \nabla(\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}). \qquad (10)$$

Într-un sistem de coordonate cartezian, componenta după axa ox a vectorului $\bar{f}_{ve_{ef}}$ este deci :

$$(f_{ve_{ef}})_x = E_x \left(\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} \right) + \left(D_x \frac{\partial E_x}{\partial x} + \right.$$

$$\left. + D_y \frac{\partial E_x}{\partial y} + D_z \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) =$$

$$= \frac{\partial}{\partial x} \left[E_x D_x - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) \right] +$$

$$+ \frac{\partial}{\partial y} (E_x D_y) + \frac{\partial}{\partial z} (E_x D_z)$$

şi asemănător :

$$(f_{ve_{ef}})_y = \frac{\partial}{\partial x} (E_y D_x) + \frac{\partial}{\partial y} \left[E_y D_y - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \right.$$

$$\left. + \bar{E}\bar{P}) \right] + \frac{\partial}{\partial z} (E_y D_z), \qquad (11)$$

$$(f_{ve_{ef}})_z = \frac{\partial}{\partial x} (E_z D_x) + \frac{\partial}{\partial y} (E_z D_y) +$$

$$+ \frac{\partial}{\partial z} \left[E_z D_z - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) \right].$$

Componentele tensorului $\bar{\bar{T}}_e$ rezultă prin identificarea termenilor ce intervin în expresiile (11) cu cei corespunzători din (7). Matricea tensorului se scrie deci :

$$\bar{\bar{T}}_e = \begin{Vmatrix} E_x D_x - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) & E_x D_y & E_x D_z \\ E_y D_x & E_y D_y - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) & E_y D_z \\ E_z D_x & E_z D_y & E_z D_z - \frac{1}{2} (\bar{E}\bar{D} + \bar{E}\bar{P}) \end{Vmatrix}. \qquad (12)$$

Simetria tensorului (consecinţă a conservării şi momentului forţelor din V_Σ) se verifică imediat, deoarece :

$$E_x D_y = E_y D_x, \quad E_x D_z = E_z D_x \text{ şi } E_y D_z = E_z D_y.$$

Urmează să se determine valoarea vectorială $\bar{T}_{e_n}$ asociată normalei la suprafaţă de către tensorul $\bar{\bar{T}}_e$. Cum se ştie, $\bar{T}_{e_n}$ este o funcţie liniară şi omogenă de cosinusurile directoare ale orientării $\bar{n}$ faţă de un sistem de coordonate triortogonal :

$$\bar{T}_{e_n} = \bar{T}_{e_x} \cos(\bar{n},\bar{i}) + \bar{T}_{e_y} \cos(\bar{n},\bar{j}) + \bar{T}_{e_z} \cos(\bar{n},\bar{k}), \qquad (13)$$

unde : $\bar{T}_{e_\nu}$ este valoarea vectorială corespunzătoare orientării după $o\nu (\nu = x,y,z)$. Pe de altă parte, cum :

$$\bar{T}_{e_n} = T_{e_{nx}} \bar{i} + T_{e_{ny}} \bar{j} + T_{e_{nz}} \bar{k}, \qquad (14)$$

iar :

$$\bar{T}_{e_x} = T_{e_{xx}} \bar{i} + T_{e_{xy}} \bar{j} + T_{e_{xz}} \bar{k};$$

$$\bar{T}_{e_y} = T_{e_{yx}} \bar{i} + T_{e_{yy}} \bar{j} + T_{e_{yz}} \bar{k}; \qquad (15)$$

$$\bar{T}_{e_z} = T_{e_{zx}} \bar{i} + T_{e_{zy}} \bar{j} + T_{e_{zz}} \bar{k};$$

rezultă :

$$T_{enx} = T_{exx}\cos(\bar{n},\bar{i}) = T_{eyx}(\cos\bar{n},\bar{j}) + T_{ezx}\cos(\bar{n},\bar{k});$$

$$T_{eny} = T_{exy}\cos(\bar{n},\bar{i}) + T_{eyy}\cos(\bar{n},\bar{j}) + T_{ezy}\cos(\bar{n},\bar{k});$$

$$T_{enz} = T_{exz}\cos(\bar{n},\bar{i}) + \bar{T}_{eyz}\cos(\bar{n},\bar{j}) + \bar{T}_{ezz}\cos(\bar{n},\bar{k}).$$

cu (8), (12), (16) şi ţinînd seamă de:

(16)

$$\cos(\bar{n},\bar{i})\bar{i} + \cos(\bar{n},\bar{j})\bar{j} + \cos(\bar{n},\bar{k})\bar{k} = \bar{n},$$

$$D_x\cos(\bar{n},\bar{i}) + D_y\cos(\bar{n},\bar{j}) + D_z\cos(\bar{n},\bar{k}) = (\bar{D}\bar{n}),$$

valoarea vectorială $\bar{T}_{en}$ din (13) devine :

$$\bar{T}_{en} = \bar{E}(\bar{D}\bar{n}) - \frac{1}{2}(\bar{E}\bar{D})\bar{n} - \frac{1}{2}(\bar{E}\bar{P})\bar{n}. \quad (17)$$

Expresia (17) a tensiunii mecanice efective diferă, deci, de cea a tensiunii maxwelliene (neglijînd componenta electrostrictivă a forţelor electrice) [3], prin termenul său ultim. Aceeaşi expresie relevă faptul că valoarea vectorială $\bar{T}_{en}$ este situată în planul format de vectorii $\bar{E}$ şi $\bar{n}$.

Cunoaşterea tensiunii (17) permite determinarea forţei electrice efectiv exercitate de cîmpul electric în punctele suprafeţelor de discontinuitate ce poartă o distribuţie superficială de sarcină electrică liberă.

2. Calculul densităţii superficiale efective a forţei electrice

În figura 1 s-a considerat o suprafaţă închisă Σ sub forma unui paralelipiped foarte aplatisat (de înălţime $\Delta h \to 0$), ce intersectează din suprafaţa de discontinuitate porţiunea de arie elementară ΔA, suficient de mică pentru a

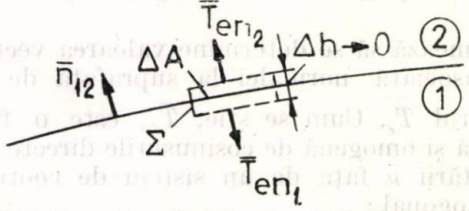


Fig. 1. Referitor la calculul densităţii de suprafaţă a forţei efective.

putea fi considerată plană şi pentru ca mărimile de stare să aibă în toate punctele imediat vecine ei aceleaşi valori.

Forţa efectivă rezultantă ce se exercită asupra volumului mărginit de suprafaţa Σ (deci, asupra elementului de arie ΔA) se scrie cu (5) :

$$\bar{f}_{se_{ef}} \cdot \Delta A = \oint_{\Sigma} \bar{T}_{e_n}\,dA = (\bar{T}_{e_{n2}} + \bar{T}_{e_{n1}})\Delta A, \quad (18)$$

unde s-a neglijat integrala extinsă la porţiunea laterală a suprafeţei Σ. Sau, folosind pentru vectorii tensiune expresiile corespunzătoare date de (17), se obţine :

$$\bar{f}_{se_{ef}} = \bar{E}_2(\bar{D}_2\bar{n}_{12}) - \frac{1}{2}(\bar{E}_2\bar{D}_2)\bar{n}_{12} - \frac{1}{2}(\bar{E}_2\bar{P}_2)\bar{n}_{12} -$$

$$- \bar{E}_1(\bar{D}_1\bar{n}_{12}) + \frac{1}{2}(\bar{E}_1\bar{D}_1)\bar{n}_{12} + \frac{1}{2}(\bar{E}_1\bar{P}_1)\bar{n}_{12},$$

adică, folosind conceptul „gradient superficial" :

$$\bar{f}_{se_{ef}} = -\frac{1}{2}\nabla_s(\bar{E}\bar{D}) + \bar{E}_2(\bar{D}_2\bar{n}_{12}) -$$

$$- \bar{E}_1(\bar{D}_1\bar{n}_{12}) - \frac{1}{2}\nabla_s(\bar{E}\bar{P}). \quad (19)$$

Expresia (19) este cea căutată. Ea se reduce la (2), în cazul suprafeţelor neîncărcate electric (deci, pentru $D_{1n} = D_{2n} = D_n$).

În adevăr, atunci :

$$\nabla_s(\bar{E}\bar{D}) = \nabla_s\varepsilon\left(\frac{D_n^2}{\varepsilon^2} + E_t^2\right) = D_n^2\nabla_s\frac{1}{\varepsilon} + E_t^2\nabla_s\varepsilon,$$

iar :

$$\bar{E}_2(\bar{D}_2\bar{n}_{12}) - \bar{E}_1(\bar{D}_1\bar{n}_{12}) = D_n(\bar{E}_2 - \bar{E}_1) =$$

$$= D_n(E_{2n} - E_{1n})\bar{n}_{12} = D_n^2\nabla_s\frac{1}{\varepsilon},$$

expresii cu care (19) conduce la (2).

Concluzii

Expresia (19) a densităţii de suprafaţă a forţei efective reprezintă o generalizare pentru cazul corpurilor încărcate electric ; împreună cu expresia (1), respectiv (3) a densităţii de volum, ea permite determinarea forţelor locale efectiv exercitate de cîmpul electromagnetic macroscopic asupra mediilor corporale.

Cunoaşterea acestora prezintă interes practic, deoarece prin integrarea pe volumul corpului ele conduc la forţa globală exercitată de cîmp (mărime ce se poate obţine şi ca rezultantă a forţelor locale *echivalente* [1], cunoscute din literatura electrotehnică clasică).

Bibliografie

[1] *Timotin, Al.* Proprietăţile dinamice ale cîmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecare. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1957.

[2] *Daba, D.* Unele consideraţii privind forţele efective şi echivalente exercitate de cîmpul electromagnetic macroscopic asupra mediilor fluide In : St. cerc. energ. electr., tom **21**, nr. 1971, 2, p. 389–397,

[3] *Timotin, Al.* ş.a. Lecţii de bazele electrotehnicii Bucureşti, Ed. didactică, 1970.

Intrat în redacţie la 27. II. 1973

CZ 621.319.4.062 ; 621.316.5

BATERII DE CONDENSATOARE
BATERIE SIMPLA SI MULTIPLĂ
COMUTATIE
SUPRACURENȚI

Conectarea bateriilor de condensatoare

IONEL RÂULESCU, RUXANDRA LAZARESCU* — București

Furnizarea locală a energiei reactive cu ajutorul bateriilor de condensatoare derivație pentru ameliorarea factorului de putere ridică unele probleme în alegerea aparatelor de conectare și proiectarea echipamentelor de comandă. În general, se preferă acționarea automată pentru a se evita perturbațiile pe care le poate aduce în rețea o baterie de condensatoare în exces, prin amplificarea armonicilor, autoexictarea mașinilor, generarea de supratensiuni de manevră, precum și variația importantă, uneori, a tensiunii între gol și sarcină.

Funcționarea în regim capacitiv, mai ales cea intermitentă aduce solicitări excesive de curent și tensiune aparatelor de comutație, nefiind definite încă recomandări internaționale asupra nivelelor de sarcină admisibile pentru această categorie deosebită de utilizare [1—2]. În literatura de specialitate se arată că aparatele nu trebuie să reamorseze, fără a preciza condițiile de solicitare, precum și că vibrația contactelor să fie minimă, dar analizele efectuate sînt insuficiente. De asemenea, unele cataloage de aparate de joasă tensiune specifică curenții capacitivi fără a preciza însă regimul de funcționare [3—5]. Actualmente se cere totuși producătorului să prezinte la cerere date asupra curenților capacitivi admisibili sau acordul pentru unele utilizări particulare.

În prezenta lucrare se prezintă regimurile caracteristice de sarcină și rezultatele experimentărilor întreprinse pentru elucidarea solicitărilor aplicate, a comportării în timp a contactelor, precum și a stabilirii performanțelor unor aparate de conectare.

Regimul de baterie simplă

Conectarea unei trepte singulare de condensatoare constituie regimul denumit de baterie simplă, în care pot apare vîrfuri de curent depășind pe acelea de la pornirea sau reversarea motoarelor electrice rotative. Curentul de vîrf este limitat doar de rezistența internă a sursei, respectiv de puterea de scurtcircuit a punctului de alimentare și de impedanțele de trecere prin transformator și cablu (fig. 1).

Elementele constituente ale circuitului cu constante cvasiconcentrate echivalente ale lanțului, considerate pe fază, trebuie privite la nivelul tensiunii de alimentare U [6].

* Dr. ing. *Râulescu I.* este cercetător șt. principal la ICPE, ing. *Lăzărescu R.* este cercet. șt. la ICPE.

Față de puterea de scurcircuit a sursei, S_{sco}, dată de obicei de furnizor, rezistența internă reflectată este :

$$z_i' = \frac{U^2}{S_{sco}}. \tag{1}$$

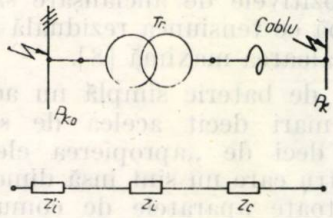


Fig. 1. Elementele lanțului de alimentare și impedanțele corespunzătoare (v. textul).

Transformatorului de putere S_{tr}, cu tensiunea procentuală de scurtcircuit u_{sc}, îi corespunde :

$$z_t = u_{sc}\frac{U^2}{S_{tr}}. \tag{2}$$

După cablul cu impedanța z_c, puterea de scurtcircuit devine :

$$S_{sc} = \frac{U^2}{\Sigma z}. \tag{3}$$

Vîrful de curent, posibil, este dat de relația [7] :

$$\hat{\imath}_1 = \sqrt{2} I_c \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q}}, \tag{4}$$

unde I_c este curentul nominal pe fază al bateriei de putere reactivă Q.

$$I_c = \sqrt{\frac{Q}{\sqrt{3}U}}. \tag{5}$$

La deconectare se rupe numai curentul nominal, iar inductanța circuitului fiind practic foarte mică fenomenul de arc este minim. Întreruperea arcului la deconectare făcîndu-se în general la trecerea prin zero a curentului, condensatorul rămîne încărcat la tensiunea de vîrf. La reconectarea imediată sau intempestivă datorită de exemplu vibrației contactelor, tensiunea dintre contacte poate atinge valoarea $2\sqrt{2}\,U$, iar vîrful de curent poate fi dublu față

de cel dat de relația (4). Există pericolul de străpungere a distanței dintre contacte ca urmare a înserierii a 2 tensiuni, cea de pe condensator și alternanța de polaritate de același sens, ceea ce poate avea ca urmare ca, după o reaprindere, tensiunea să crească cumulativ la fiecare alternanță următoare, cu limitarea dată numai de pierderile circuitului [7]. Fenomenul se manifestă îndeosebi la tensiunile mai ridicate și se recomandă ca aparatele de comutație să nu prezinte pericolul de reamorsare.

Pentru a micșora acest inconvenient unele recomandări prevăd obligativitatea descărcării condensatoarelor în timp relativ scurt, precum și ca dispozitivele de anclanșare să acționeze numai după ce tensiunea reziduală a scăzut la 10% din valoarea maximă [8].

Regimul de baterie simplă nu aduce solicitări mai mari decît acelea de scurtcircuit, depinzînd deci de „apropierea electrică" de sursă, pentru care nu sînt însă dimensionate și încercate toate aparatele de comutație, cum sînt, de exemplu, contactoarele [9].

Într-un document recent se prevede chiar, pentru aparatele de comutație combinate intern sau extern cu dispozitive de protecție coordonate contra scurtcircuitelor, ca la încercările corespunzătoare, una din solicitările contactoarelor să fie verificarea la 12 I_N, ceea ce este prea puțin pentru regimul capacitiv și de aceea sînt și puțin folosite în acest caz [10].

Citățm o prevedere importantă, și anume ca elementele de circuit, inclusiv aparatele de comutație să fie dimensionate să suporte de durată un curent de 1,43 I_N, datorită, după cum s-a amintit, creșterii de tensiune între gol și sarcină, precum și toleranței de + 10%, admisibilă la capacitatea condensatoarelor [11]. O circulație importantă de curenți armonici ia naștere și datorită existenței consumatorilor cu caracteristici neliniare [5].

Perioada tranzitorie contribuie la creșterea curentului eficace și mai ales a încălzirii, respectiv la favorizarea craterizării și în final la uzura excesivă a contactelor. Aceasta afectează direct timpul mediu de bună funcționare a aparatelor de comutație, dacă contactele se pot înlocui sau durata de viață, dacă acestea nu sînt prevăzute constructiv ca piese de schimb. De asemenea, starea proastă a contactelor poate provoca scîntei care supraîncarcă și încălzesc aparatele.

Regimul de baterie multiplă

La conectarea în paralel a unei trepte de baterii de condensatoare peste alta deja conectată la rețea, pe lîngă curentul absorbit din sursă, apare un curent de egalizare între cele 2 trepte, constituind regimul denumit de baterie multiplă (fig. 2).

Datorită inductanței reduse a conexiunilor dintre trepte, uzual legate prin bare sau șine, supracurentul poate depăși capacitatea de conectare atît pentru aparate, cît și sarcina admisibilă pentru condensatoare. În această

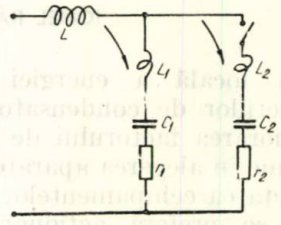


Fig. 2. Circuitele capacitive monofazate:
C_1 – treapta staționară; C_2 – treapta de conectat; $L_{1,2}$ – inductanțele locale; $r_{1,2}$ – rezistențele serie de pierderi; L – inductanța spre sursă.

privință există o restricție, relativ severă, care prevede că dacă conexiunile dintre condensatoarele de putere, care se pun în paralel sub tensiune, sînt așa de scurte încît creșterea căderii de tensiune pe ele, cauzată de curentul nominal al treptei celei mai mici, este mai mică decît 0,1% din tensiunea nominală, trebuie prevăzute elemente de circuit care să limiteze șocurile de curent, atît la legarea paralelă, cît și pentru cazul eventualelor reamorsări la deconectare [8]. Aceasta ne conduce la reconsiderarea schemei pe fază, respectiv chiar și a succesiunii de conectare (fig. 3).

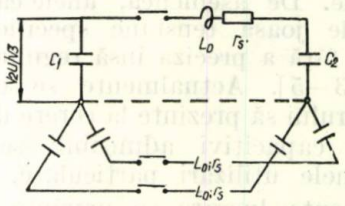


Fig. 3. Circuitul oscilant local al regimului de baterie multiplă:
$C_{1,2}$ – capacitățile treptelor; L_0 – inductanța pe fază; r_s – rezistența serie echivalentă de pierderi; $\sqrt{2}\,U/\sqrt{3}$ – vîrful de tensiune.

Rezultă că, practic, avem:

$$L_1 + L_2 = L_0 \ll L, \tag{6}$$

unde: L_1 este inductanța treptei 1;
L_2 — inductanța treptei 2;
L — inductanța sursei (echivalentă);
L_0 — inductanța totală locală.

Se pune astfel în evidență un circuit oscilant local, la care vîrful de curent devine în general preponderent față de aportul sursei.

Din restricția de mai sus rezultă valoarea minimă a inductanței dintre trepte:

$$L_0 \geqslant 10^{-3}\frac{U^2}{\omega Q_2}, \tag{7}$$

unde U este tensiunea nominală de utilizare a bateriei treptei mici de putere reactivă Q_2.

Descărcarea oscilatorie amortizată are pulsația:

$$\omega_e = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_e}}, \tag{8}$$

unde C_e este capacitatea echivalentă.

$$C_e = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = C_2 \frac{K}{1+K}, \tag{9}$$

în care C_1, C_2 sînt capacitățile considerate pe fază (echivalentul stea) ale treptelor 1 și 2, iar k, raportul treptelor C_1 și C_2.

$$C_{1,2} = \frac{Q_{1,2}}{\omega U^2}. \tag{10}$$

Vîrful de curent pe care îl provoacă treapta 2, poate fi [7]:

$$\hat{\imath}_{2M} \simeq \frac{\sqrt{2} \cdot U}{Z_e - \frac{1}{2} j r_s} \approx \sqrt{2}\, U \sqrt{\frac{C_e}{L_0}}, \tag{11}$$

unde Z_e este impedanța caracteristică a circuitului, iar r_s este rezistența serie echivalentă pierderilor întregului circuit la frecvența de oscilație [12].

Se știe:

$$Z_e = \sqrt{\frac{L_0}{C_e}}; \tag{12}$$

$$r_s = \frac{L_0 \omega_e}{q}, \tag{13}$$

notînd cu q factorul de calitate a circuitului oscilant real. Amortizarea oscilațiilor se face exponențial cu factorul:

$$\delta = \frac{r_s}{2L_0} = \frac{\omega_e}{2q}. \tag{14}$$

Rezistența de pierderi fiind în majoritate a inductanței, contribuie la reducerea vîrfului de curent, adică mărind practic rezistența internă a sursei, deci constituie un element care se poate influența.

Relația (9) ne arată că vîrful de curent este determinat în mod hotărîtor de impedanța caracteristică a treptei care se conectează. Vîrful poate depăși restricția indicată anterior și care se poate evidenția corelînd orientativ relațiile (7) și (11) sub forma:

$$\hat{\imath}_{2M} \approx \sqrt{2000} \frac{Q_2}{U}, \tag{15}$$

neglijînd factorul $(K/K+1)^{1/2}$ — apropiat de 1.

Trebuie avut în vedere pentru condensatoare, după un proiect de recomandare relativ recent, că nu trebuie întrecut în orice caz un vîrf de curent de 100 I_c la conectare [11].

Această condiție se exprimă:

$$\sqrt{2}\, \frac{U}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{C_e}{L_0}} \leqslant 100 \frac{U}{\sqrt{3}} \omega C_2, \tag{16}$$

ceea ce se transformă ușor în relația:

$$L_0 \geqslant 2 \cdot 10^{-4} \frac{U^2}{\omega Q_2} \cdot \frac{K}{K+1}. \tag{17}$$

Întrucît am admis că bateria mică se conectează, urmează:

$$K \geqslant 1; \quad \frac{K}{K+1} \simeq 0{,}5 \div 1$$

și putem aproxima valoarea minimă a inductanței pentru a nu solicita excesiv condensatoarele:

$$L_0 \simeq 0{,}2 \cdot 10^{-3} \frac{U^2}{\omega Q_2}. \tag{18}$$

Vîrful de curent între trepte este același în cazul schimbării succesiunii de conectare a treptelor.

În evaluarea prealabilă a rezistenței de pierderi a conexiunilor trebuie luat în considerație efectul pelicular la frecvența de oscilație, uzual cu $1 \div 2$ ordine de mărime superioară celei din rețea și de proximitate favorizate de poziția obligată a barelor. Se vor efectua măsurări repetate pentru a găsi un minim al rezistenței de contact. Se menționează în unele cataloage impedanța pe care o prezintă contactoarele la bornele unei căi principale de curent [5].

Vîrful de curent de conectat se determină prin însumarea valorilor date de relațiile (4) și (11).

În cazul unei funcționări intermitente, aportul termic al conectărilor repetate este dat de relația [13]:

$$I_{2ef} = \frac{\hat{\imath}_{2m}}{2} \sqrt{\frac{1}{\delta} + \frac{\delta^2}{\omega_e^2}}, \tag{19}$$

unde $\hat{\imath}_{2m}$ este o valoare ce trebuie ponderată statistic, conectarea nefiind întotdeauna pe vîrf și pentru care admitem valoarea:

$$\hat{\imath}_{2m} \simeq \frac{2}{\pi} \hat{\imath}_{2M}. \tag{20}$$

La un număr de n acţionări pe secundă şi neglijînd termenul secund de sub radical, curentul eficace corespunzător devine:

$$I_{2ef} = \frac{\hat{\imath}_{2M}}{\pi}\sqrt{\frac{n}{\delta}}. \qquad (21)$$

Curentul eficace total încălzeşte mai mult materialul contactelor care în regimul de baterie multiplă se pot crateriza mai pronunţat.

Mai trebuie amintit că unele firme limitează panta de creştere a curentului pe care pot să-l suporte contactele:

$$S = \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \frac{U}{L_0}, \qquad (22)$$

recomandînd unele limite în prospecte [9].

În dulapurile de comandă intervine alt regim termic de care trebuie ţinut cont la alegerea aparatelor şi a nivelului de sarcină şi frecvenţă de conectare posibile.

Rezultate experimentale

S-a constituit o celulă de încercare a 2 tipuri de contactoare de joasă tensiune, cu următoarea încărcare (tab. 1), unde I_N este curentul nominal termic al contactorului.

Tabelul 1

Tipul contactorului	Puterea bateriei, kVar	I_c nominal, A	$\frac{I_c}{I_N}$, % real
TCA – 125 A	60	91	80
TCA – 250 A	120	182	75

S-a măsurat cu mijloace audio frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant local şi factorul de calitate în schemă paralel simetrică (fig. 4); aceasta pentru a obţine o impedanţă de q ori mai mare decît cea caracteristică.

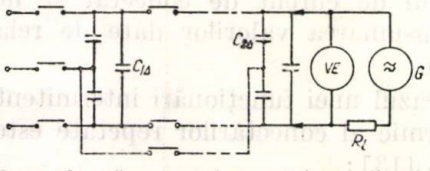


Fig. 4. Schema de măsurare a frecvenţei proprii a circuitului: G – generator audio; VE – voltmetru electronic; $R_1 = 6$ ohmi; $C_{1\Delta,2\Delta}$ – capacităţile în legătură triunghi.

$$Z_r = qZ_e. \qquad (23)$$

S-a găsit $f_0 = 3$ kHz şi $q \simeq 10$.

Sursa de alimentare a prezentat următoarele caracteristici: $S_{sc0} = 70$ MVA; transformatorul de 1000 kVA, 10/0,4 kV cu $u_{sc} = 6\%$; cablul cu $Z_c = 0{,}4 \cdot 10^{-3}\Omega$. A rezultat o putere de scurtcircuit $S_{sc} = 13$ MVA.

S-a oscilografiat regimul tranzitoriu de tensiune şi curent în regim de baterie simplă şi multiplă, efectuînd mai multe oscilograme, pentru a găsi o atenuare minimă datorită rezistenţei contactelor (fig. 5).

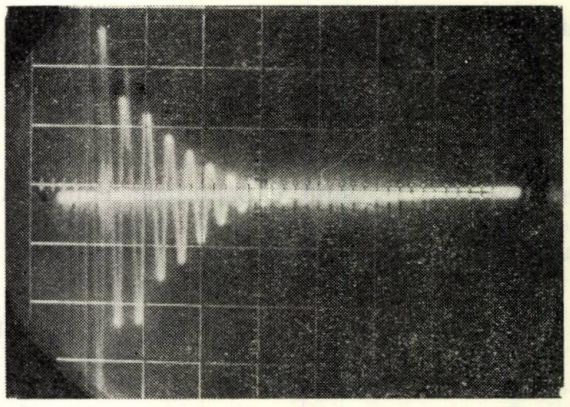


Fig. 5. Oscilograma curentului tranzitoriu la contactorul $TCA - 250$ A în regim de baterie multiplă: $X = 0{,}5$ cm/ms; $Y = 5600$ A/cm.

Valorile amplitudinilor au fost apreciate, în raport cu curenţii nominali cu ajutorul atenuatorului inclus în osciloscop şi sînt redate în tabelul următor pentru comparaţie (tab. 2), în kA.

Tabelul 2

Tip contactor	$\hat{\imath}_1$, kA		$\hat{\imath}_{2M}$	
	calculat	observat	calculat	observat
TCA – 125A	1,9	3	10	8
TCA – 250A	2,7	4	11	15

Vîrful de curent maxim poate fi astfel uşor exprimat cu ajutorul frecvenţei observate de 3 kHz, transformînd relaţia (11):

$$\hat{\imath}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\, U\omega_e C_e. \qquad (24)$$

Din tabel, se vede că valorile de vîrf observate sînt ceva mai mari decît cele calculate. Pentru regimul de baterie simplă, puterea de scurtcircuit mărită s-ar putea explica prin participarea directă a energiei magnetice înmagazinate în transformator, întîmpinînd în primul moment numai reactanţa de dispersie a secundarului.

Atenuarea circuitului oscilant rezultată din oscilograme concordă cu valoarea evaluată prin calcul:

$$\delta = f_e \ln \frac{A_1}{A_2}, \qquad (25)$$

unde $f_e = \frac{\omega_e}{2\pi}$, iar A_1, A_2 sînt amplitudini succesive ale curentului.

Pentru stabilirea comportării în timp a contactoarelor în regim capacitiv s-au efectuat încercări de durată cu pauza mult mai mică decît durata de conectare așa ca aceasta să se apropie de 100%; în acest scop s-a dat o valoare mică constantei de timp de descărcare:

$$\sigma_{1,2} = RC_{1,2} \ll \frac{1}{n}, \qquad (26)$$

unde R este rezistența de descărcare, luată aceeași pentru ambele tipuri, și anume de 150 ohmi.

Craterizarea ambelor contacte este evidentă, transportul de pe unul pe altul făcîndu-se întîmplător după polaritate, dar în general fiind afectate mai mult cele de pe puntea mobilă a contactoarelor și fiind însoțită uneori de o curgere de material de contact regăsit sub formă de picături căzute.

Drept criteriu al uzurii s-a considerat scăderea de înălțime recalculată prin intermediul pierderii de greutate pe perechea de contacte pînă la 50% din valoarea inițială; această metodă este considerată că dă mai puține erori decît

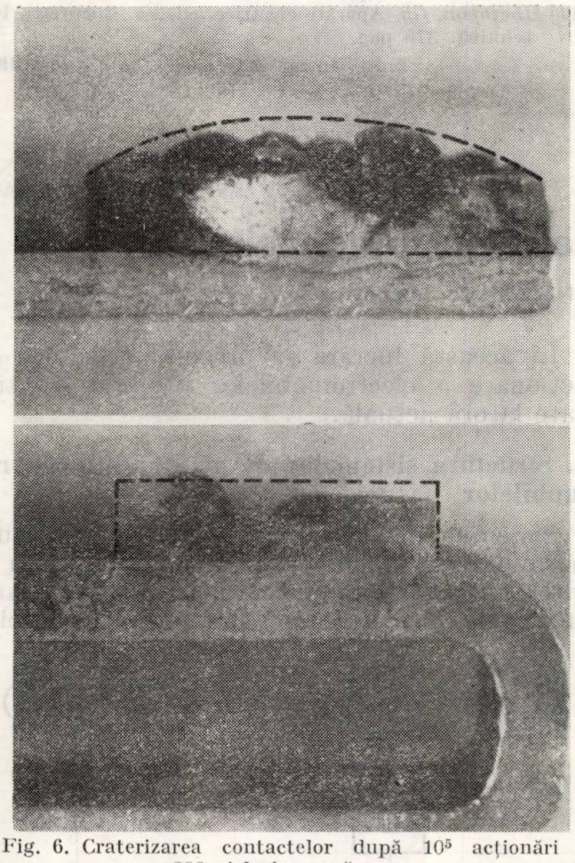


Fig. 6. Craterizarea contactelor după 10^5 acționări și 300 cicluri pe oră:
a – contactul mobil de la *TCA* – 125 A; *b* – contactul fix de la *TCA* – 250 A.

măsurarea volumului ori înălțimii pierdute sau micșorarea cursei în contact din cauza fenomenului de craterizare [14] și [15]. Încercărilor li s-a dat un caracter forțat, fiind repetate pe mai multe eșantioane și la mai multe frecvențe de acționare și înlocuind contactele de fiecare dată, pentru a evidenția uzura caracteristică și a scurta durata încercărilor.

Timpul mediu de bună funcționare a fost extrapolat în unele cazuri, considerînd uzura proporțională cu numărul de cicluri.

Rezultatele au fost trecute într-o diagramă log-normală (tip Arrhenius) (fig. 7), rezultînd

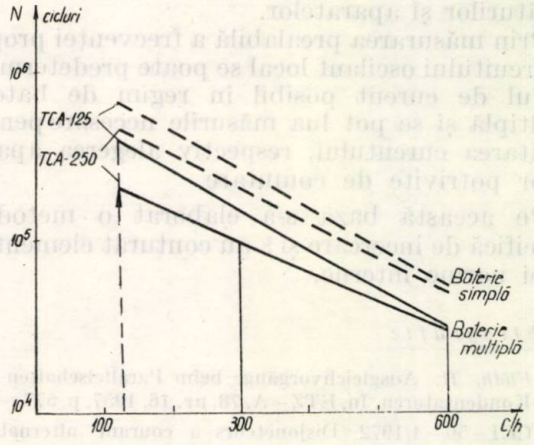


Fig. 7. Diagramă tipică a durabilității contactoarelor în regim capacitiv în funcție de frecvența de comutare.

durabilitatea în număr de cicluri în funcție de frecvența de acționare, avînd ca parametru regimul de funcționare [16].

Concluzii

Regimul capacitiv constituie o categorie aparte de utilizare a aparatelor de comutație solicitîndu-le în mod deosebit în ce privește supracurenții de închidere și supratensiunile de reamorsare la deconectare. Solicitarea contactelor poate deveni excesivă, dacă nu se iau măsuri de limitare a vîrfurilor tranzitorii de curent și tensiune [17].

Din analiza prezentată reiese că numai indicarea a puterii bateriei de conectat la un aparat de comutație, precum și specificarea capacității lui de închidere, nu sînt suficiente pentru a asigura o funcționare intermitentă de durată. De aceea, se impune definirea elementelor de circuit locale care sînt hotărîtoare după regimul de utilizare în baterie simplă sau multiplă, precum și verificarea prin măsurări adecvate prealabile.

Pentru stabilirea performanțelor și verificarea comportării în timp a unor contactoare în regim capacitiv s-au efectuat încercări de funcționare intermitentă pe un stand anume elaborat.

Valorile măsurate concordă mulțumitor cu cele evaluate cu metodica de calcul expusă. Rezultatele obținute la încercările de durată au permis cunoașterea solicitărilor specifice

și o apreciere asupra durabilității contactelor în funcție de regimul de sarcină și de frecvența de acționare.

Rezultă că în regim de baterie simplă puterea limitată a transformatoarelor, cu tensiuni de scurtcircuit uzuale, limitează practic destul de mult vîrful de curent. Pentru regimul de baterie multiplă însă, vîrfurile de curent sînt limitate numai de inductanța locală, care poate fi modificată prin așezarea adecvată a legăturilor și aparatelor.

Prin măsurarea prealabilă a frecvenței proprii a circuitului oscilant local se poate predetermina vîrful de curent posibil în regim de baterie multiplă și se pot lua măsurile necesare pentru limitarea curentului, respectiv alegerea aparatelor potrivite de comutare.

Pe această bază s-a elaborat o metodică specifică de încercare și s-au conturat elementele unei norme interne.

Bibliografie

[1] *Flöth, H.* Ausgleichvorgänge beim Parallelschalten von Kondensatoren. In. ETZ—A, **78**, nr. 16, 1957, p. 577—584.

[2] CEI—56—4/1972 Disjoncteurs à courant alternatif à haute tension par. 17.

[3] * * * Universal-Schütze DIL, Katalog Klöckner-Moeller 1970, par. 1.2.8.3.2.

[4] * * * Siemens — Serienfabrikaten, Katalog 1969, pct. 9/45.

[5] * * * Télémécanique — Appareillage pour automatismes industriels 1974, p. 1/20; 2/46.

[6] *Arhipov, N.K.* Calculul curenților de scurtcircuit. București, Ed. Tehnică, 1958 p. 11.

[7] *Liebscher, F., Held, W.* Kondensatoren, Dielektrikum, Bemessung Anwendung. Berlin, Springer 1968. p. 284.

[8] VDE 0101/1971, par 1 Starkstromanlagen

[9] * * * Siemens SSW, Schalten von Kondensatorbatterien, 1969.

[10] CEI—CE 17 B (Secr.) 140 Additif à la Publication 158—1 (1970) Appareillage de comande à basse tension. Première partie: Contacteurs pct. 6.2.2.

[11] CEI—CE 33 (Secr.) 58 Projet: Revision de la Publication 70: Condensateurs de puissance pct. 2.4.1. Table III; 25. 6; 26. 1.

[12] *Philippow, E.* Grundlagen der Electrotechnik Akademische Verlag, Leipzig, 1970 p. 724.

[13] *Vilbig, F.* Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Bd. I, 1942, p. 159.

[14] ASTMB 182—49 (reaprobat 1970). Life test of electrical contact materials, p. 200, note 6.

[15] *Guyetand, A.* Contribution à l'étude des contacts électriques séparables: synthèse bibliographique. In: R.G.E. 1/1974, p. 3—26, pct. 3.2.1. idem nr. 2/1972, p. 101—123.

[16] *Vinaricky, E., Merl, W., Durwächter, Dr. F., Doduko KG.* Das Schaltverhalten von Steurschaltern bei verschiedener Arten der Kontaktierung. II Symposium für elektrische Niederspannungsgeräte „SIELA" Plovdiv, iunie 1971, p. 140—148.

[17] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice, ed. 2-a. București, Ed. tehnică, 375 pag.

Intrat în redacție la 27. III. 1975

CZ 621.376.6: 621.356

ELECTROMOBILE
SISTEME DE ACȚIONARE

Sistemul de acționare a electromobilelor

ION MATLAC și GHEORGHE NEMEZNIC* — Brașov

În lucrarea [1], s-a prezentat evoluția electromobilului și s-a arătat că viitorul acestui autovehicul este determinat, în cea mai mare măsură, de progresele ce se vor realiza în domeniul surselor de energie electrică. Totodată, s-a arătat că performanțele electromobilului pot fi îmbunătățite prin mărirea gradului de utilizare a energiei sursei. Un pas important în privința măririi gradului de utilizare a energiei sursei s-a făcut odată cu apariția tiristoarelor. Prin apariția acestora a devenit posibilă realizarea unor convertoare de putere cu randament ridicat și, ca urmare, s-a ivit posibilitatea utilizării la electromobile atît a motoarelor electrice de curent continuu, cît și a celor de curent alternativ. Au fost propuse și experimentate mai multe sisteme de acționare, atît cu motoare de curent continuu, cît și cu motoare de curent alternativ, neexistînd, pînă în prezent, un sistem preferențial.

* Dr. ing. *I. Matlac* este conferențiar la Universitatea — Brașov, iar ing. *Gh. Nemeznic*, șef laborator echipamente electrice la I.C.P.A.T. — Brașov.

În această lucrare se prezintă sistemele de acționare a electromobilelor propuse și utilizate la ora actuală.

1. Structura sistemelor de acționare a electromobilelor

Sistemul de acționare trebuie să asigure posibilitatea modificării în mod continuu a vitezei electromobilului într-un domeniu larg. În figura 1 este reprezentată schema-bloc

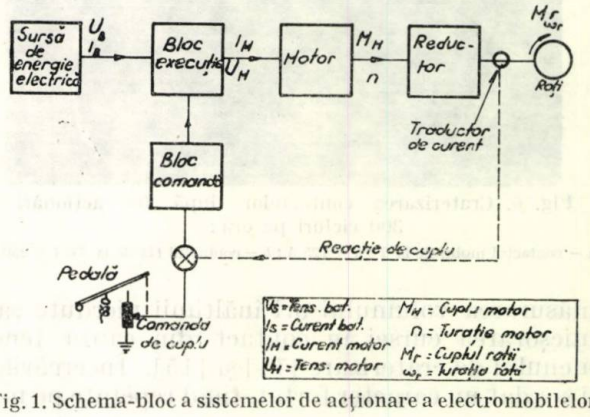


Fig. 1. Schema-bloc a sistemelor de acționare a electromobilelor.

generală a sistemelor de acţionare a electromobilelor [6].

Drept sursă de energie electrică se utilizează bateria de acumulatoare şi se fac studii teoretice şi experimentale pentru folosirea altor surse de energie : pila cu combustie ş.a.

Cu toate progresele realizate în perfecţionarea bateriilor de acumulatoare, pînă în prezent nu s-a reuşit să se realizeze asemenea baterii care să asigure o rază de acţiune mai mare de 100 km şi să permită obţinerea unor acceleraţii corespunzătoare. În cele ce urmează se va presupune însă că sursa de energie electrică poate asigura orice putere.

Puterea motoarelor necesară acţionării electromobilului poate fi calculată cu relaţia :

$$P = v \cdot F_R, \qquad (1)$$

în care : v este viteza, iar F_R, forţa de rezistenţă totală :

$$F_R = F_r + F_a + F_p + F_{ac}, \qquad (2)$$

unde : F_r este forţa de rezistenţă la rulare ;

F_a — forţa aerodinamică ;

F_p — forţa necesară urcării pantelor, iar,

F_{ac} — forţa necesară asigurării acceleraţiei.

În figurile 2, 3, 4 este reprezentată puterea necesară acţionării unui autovehicul în funcţie

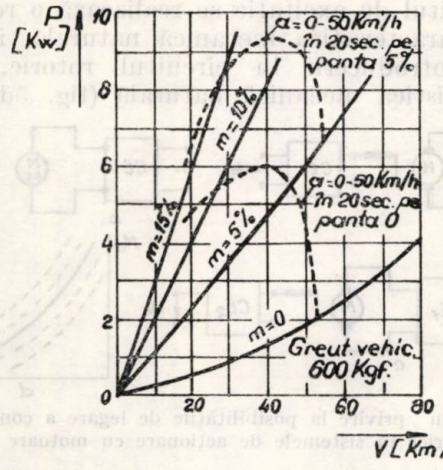


Fig. 2. Puterea necesară pentru mers pe drumuri cu diferite pante (m) şi puterea maximă necesară pentru a obţine diferite acceleraţii.

de viteză, pentru diferite valori ale masei, acceleraţiei şi pantei.

După cum rezultă din figurile 2 şi 4, puterea maximă necesară nu corespunde la viteza maximă, ci la aproximativ $\left(\frac{1}{2} \div \frac{2}{3}\right)$ din aceasta.

Sistemul de tracţiune trebuie să asigure un cuplu de valoare mare la turaţii mici şi un cuplu redus la turaţii mari. Acest deziderat, în cazul acţionării autovehicului cu un motor cu ardere internă (cu caracteristică mecanică rigidă), se realizează prin introducerea între

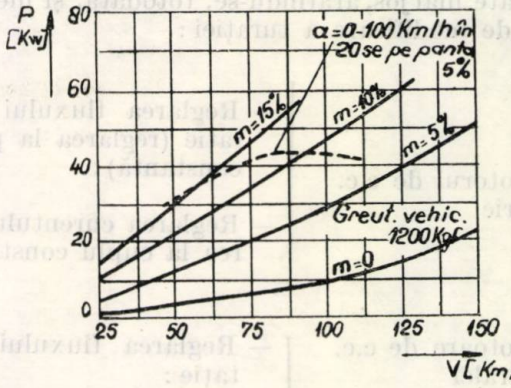


Fig. 3. Puterea necesară pentru mers pe drumuri cu diferite pante (m) şi puterea maximă necesară pentru a obţine o acceleraţie de la 0—100 km/h în 20 s pe panta de 5%.

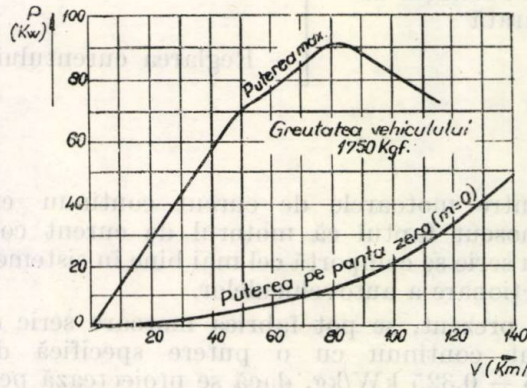


Fig. 4. Puterea necesară pentru mers pe drum cu panta zero şi puterea maximă necesară pentru a obţine o acceleraţie corespunzătoare.

sistemul de rulare şi motor a unei cutii de viteze. La sistemele de acţionare electrică este posibilă legătura directă între sistemul de rulare şi motor, dacă se folosesc motoare electrice cu o caracteristică mecanică adecvată. Pînă la apariţia tiristoarelor, singurul sistem electric care putea fi luat în consideraţie, din punct de vedere tehnic, era cel cu motoare electrice de curent continuu cu excitaţie serie, care au o caracteristică mecanică corespunzătoare utilizării în tracţiune. După apariţia tiristoarelor a devenit posibilă şi utilizarea motoarelor electrice de curent alternativ în sistemele de acţionare a autovehiculelor.

Astfel, în prezent, pentru acţionarea electromobilelor pot fi luate în consideraţie două clase mari de sisteme de acţionare : cu motoare de curent continuu şi cu motoare de curent alternativ.

2. Sisteme de acționare cu motoare de curent continuu

Pentru acționarea electrică a electromobilelor pot fi utilizate motoarele de curent continuu indicate mai jos, arătîndu-se, totodată, și metodele de modificare a turației:

1. Motorul de c.c. serie
   - Reglarea fluxului de excitație (reglarea la putere constantă):
     - reostate sau convertoare în paralel;
     - scurtcircuitarea unei părți din înfășurarea de excitare;
   - Reglarea curentului (reglarea la cuplu constant):
     - reostate serie;
     - reostate paralel;
     - legarea serie-paralel;
     - modificarea continuă a tensiunii de alimentare;
2. Motoare de c.c. paralel
3. Motoare de c.c. mixte
4. Motoare de c.c. cu excitație separată
   - Reglarea fluxului de excitație:
     - reostate serie;
     - reluctanțe variabile;
     - modificarea continuă a tensiunii: — electronic, — amplificatoare rotative, — amplificatoare magnetice.
   - Reglarea curentului:
     - modificarea continuă a tensiunii: — electronic, — amplificatoare rotative, — amplificatoare magnetice.
     - prin modificarea tensiunii în trepte;
     - reostate în serie;
     - reostate în paralel.

Dintre motoarele de curent continuu era recunoscut faptul că motorul de curent continuu serie se comportă cel mai bine în sistemele de acționare a autovehiculelor.

În prezent, se pot fabrica motoare serie de curent continuu cu o putere specifică de 0,096 ÷ 0,325 kW/kg, dacă se proiectează pentru a lucra în stare saturată și cu densitatea de curent la limita de încălzire.

În cazul răcirii cu ulei se pot realiza motoare de c.c. serie cu puterea specifică de 1,76 kW/kg.

Cel mai mare dezavantaj al motorului de c.c. serie îl prezintă existența colectorului. Este însă posibilă o îmbunătățire substanțială a comutației, prin utilizarea dispozitivelor de comutație mecano-semiconductoare [6], [8].

Unele încercări experimentale [14] au dus la concluzia că motoarele serie de c.c., proiectate și executate cu grijă, pot atinge o durată de funcționare de pînă la 90 000 km fără nici o reparație.

Metodele clasice de pornire și reglare a turației, bazate pe utilizarea reostatelor, prezintă următoarele dezavantaje: randament scăzut, domeniu de reglare limitat, smunciturі în funcționare și influențe nefavorabile asupra aderenței.

Convertoarele electrice de curent continuu — impuls cu ventile semiconductoare de putere au permis realizarea unor sisteme de reglare cu impulsuri cu randament ridicat.

Totodată, ele au făcut posibilă luarea în considerație în sistemele de acționare a electromobilelor și a altor motoare de curent continuu, în afara celui cu excitație serie, în special a celui cu excitație independentă.

În sistemul de acționare cu convertoare, acestea pot fi montate în circuitul de excitație (fig. 5a.), în circuitul rotorului (fig, 5b) sau în ambele circuite (fig. 5c.).

În cazul introducerii convertorului electric, în circuitul de excitație se realizează o reglare peste caracteristica mecanică naturală, iar în cazul introducerii în circuitul rotoric, sub caracteristica mecanică naturală (fig. 5d). La

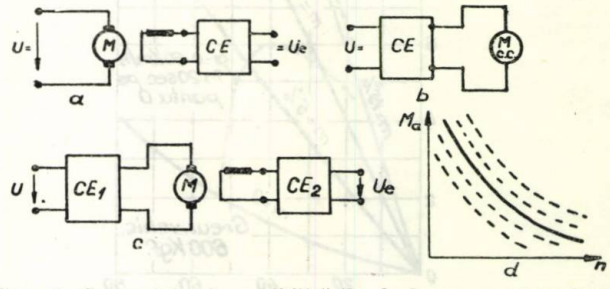


Fig. 5. Cu privire la posibilitățile de legare a convertoarelor electrice în sistemele de acționare cu motoare de c.c.

electromobile se utilizează aproape exclusiv reglarea sub caracteristica naturală.

Convertoarele de c.c. — impuls pot fi cu circuit de comutație *RC*, *LC* sau cu autotransformator. Funcționarea acestor convertoare este descrisă în literatură [10], [12]. Cu privire la utilizarea lor, în sistemele de acționare a electromobilelor, trebuie avut în vedere următoarele:

a — Pentru a avea un randament ridicat al reglării este necesară funcționarea convertorului în regim de curent neîntrerupt, cu

pulsaţii de curent cît mai mici. Avînd în vedere că motoarele de c.c. au o inductivitate mică, pentru satisfacerea acestei cerinţe, se impune fie funcţionarea convertorului cu frecvenţe ridicate, fie mărirea inductivităţii motorului. Deoarece funcţionarea cu frecvenţă ridicată presupune utilizarea unor tiristoare rapide şi este însoţită de creşterea pierderilor de comutaţie, se preferă mărirea inductivităţii motorului. Mărirea inductivităţii se poate realiza prin introducerea în circuit a unor bobine, ceea ce măreşte greutatea şi costul sistemului de acţionare, sau prin proiectarea adecvată a motorului [6].

b — În cazul funcţionării motorului la turaţii şi sarcini reduse, în perioada de comutaţie a condensatorului, apare un curent care nu poate fi controlat şi care face imposibilă reducerea turaţiei sub o anumită limită. Pentru înlăturarea acestui neajuns se impune utilizarea unor circuite speciale de comutaţie [13].

3. Sisteme de acţionare cu motoare de curent alternativ

Motoarele de curent alternativ susceptibile de a fi folosite în tracţiune şi metodele de modificare a turaţiei sînt următoarele [6]:

1. Motorul de c.a. cu colector:
   - serie, — paralel, — cu repulsie, — cu regulator de inducţie, — cu decalarea periilor.
     - reglarea impedanţei,
     - reglarea tensiunii.
     - reglarea mărimilor din rotor:
       - impedanţă (— rezistenţă, — cu tristoare, sau magnetic.)
       - în cascadă,
       - regulator de inducţie
       - reglarea alunecării: (— modificarea frecvenţei, — acţionare Kramer, — acţionare Scherbius.)
2. Motor de inducţie:
   - cu rotor bobinat,
   - cu rotor în scurtcircuit.
     - Reglarea mărimilor din stator prin modificarea tensiunii: (— regulator de tensiune, — impedanţe, — electronic, magnetic, cu tiristoare.)
3. Motor sincron:
   - cu reluctanţă variabilă,
   - cu poli aparenţi,
   - cu histerezis.
     - modificarea nr. de poli. (— generatoare sincrone, — generatoare de inducţie, — electronic; cu tiristoare sau cu maşini comutatoare.)
     - modificarea frecvenţei:

Pînă la apariţia ventilelor semiconductoare de putere (diode cu siliciu, tiristoare, triacuri), singurele motoare de c.a. care puteau fi luate în consideraţie pentru tracţiune erau cele cu colector care au caracteristici similare cu ale motorului de c.c. Structura sistemelor de acţionare cu motoare de c.a. cu colector este simplă dar, din cauza colectorului, fiabilitatea lor este scăzută.

Apariţia ventilelor semiconductoare a permis trecerea la construcţia unor convertoare electrice de putere cu randament mare şi cu fiabilitate ridicată. Prin aceasta a devenit posibilă luarea în consideraţie, pentru tracţiune şi a sistemelor de acţionare cu motoare asincrone şi sincrone.

Deoarece motorul sincron este mai mare, mai scump şi mai puţin fiabil decît motorul asincron, se preferă sistemele de acţionare de c.a. cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

Motorul de inducţie cu rotorul în scurtcircuit prezintă următoarele avantaje: preţ de cost mai mic decît al oricărui tip de motor (un motor de putere mică este de aproximativ 10 ori mai ieftin decît unul de c.c. similar); siguranţă în exploatare şi durată de viaţă mai mare; puterea specifică de aproximativ 1,62 kW/kg gabaritul, în general, mai mic decît al motoarelor de c.c.

Motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit are însă o caracteristică mecanică rigidă. După cum se cunoaşte din teoria generală a maşinilor electrice [4], motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit funcţionează stabil numai pentru valori ale alunecării cuprinse între „*o*" şi alunecarea „s_k", corespunzătoare cuplului maxim.

Dintre metodele folosite pentru modificarea turației motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, cele mai bune performanțe se obțin în cazul controlului diferenței dintre turația cîmpului magnetic învîrtitor (n_s) și cea a rotorului (n_r) [5] (controlul alunecării):

$$n_{sr} = n_s - n_r, \tag{3}$$

respectiv:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r. \tag{3'}$$

Fluxul polar din întrefier Φ_s se poate exprima astfel:

$$\Phi_s = k_s \frac{U_{es}}{\omega_s}, \tag{4}$$

sau:

$$\Phi_s = k_r \frac{U_{er}}{\omega_{sr}}, \tag{5}$$

unde: U_{es} este tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea statorică, iar U_{er} — tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorică.

În ipoteza neglijării reactanței rotorului avem:

$$i_2 = \frac{U_{er}}{R_2} = \frac{\omega_{sr} \cdot \Phi_s}{K_r \cdot R_2}. \tag{6}$$

Curentul rotoric i_2 produce un flux Φ_r decalat cu $\alpha = 90°$, față de fluxul din întrefier:

$$\Phi_r = K_i \cdot i_2 = K_i \frac{\omega_{sr} \cdot \Phi_s}{K_r \cdot R_2}. \tag{7}$$

Cuplul dezvoltat de motor va fi:

$$M = K_M \cdot \Phi_s \cdot \Phi_r \sin\alpha = K_M \Phi_s \Phi_r,$$

sau, ținînd cont de relațiile (4) și (7), rezultă:

$$M = K_M \Phi_s^2 \frac{\omega_{sr}}{K_r R_2} k_i = K \Phi_s^2 \cdot \frac{\omega_{sr}}{R_2} =$$

$$= K \left(\frac{U_{es}}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_{sr}}{R_2}. \tag{8}$$

Din relația (8) rezultă că dacă se menține constant raportul $\frac{U_{es}}{\omega_s}$, valoarea cuplului M nu depinde de ω_r, ci numai de ω_{sr} și, deci, este posibil să se controleze cuplul independent de turația motorului. După [3] acest sistem de reglare, cu menținerea constantă a fluxului din întrefier, se comportă cel mai bine și din punct de vedere energetic.

În cazul sistemelor de reglare cu controlul alunecării (fig. 6.), frecvența f_{sr} (ω_{sr}) a generatorului de frecvență se poate modifica prin intermediul comenzii de cuplu.

Generatorul de semnale de comandă, adună frecvența f_{sr} și comandă convertorul de frecvență și tensiune cu frecvența $f_s = f_{sr} + f_r$. Prin acest sistem se poate face atît reglarea la viteză constantă, cît și reglarea la cuplu constant.

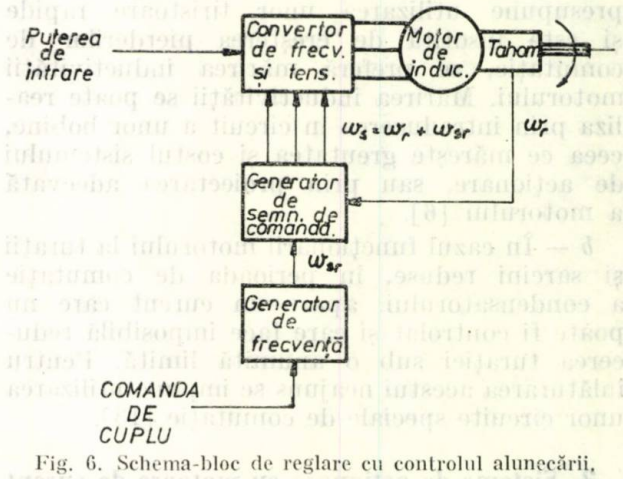


Fig. 6. Schema-bloc de reglare cu controlul alunecării.

Pentru modificarea parametrilor energetici ai sursei de energie a electromobilului (bateria de acumulatoare), potrivit cu cerințele impuse de sistemul de reglare cu controlul alunecării s-au propus și experimentat mai multe convertoare statice cu tiristoare. În continuare, se prezintă cîteva dintre sistemele de acționare cu motoare asincrone și convertoare statice cu tiristoare.

3.1. Sistem de acționare cu convertor de curent continuu-impuls și invertor (fig. 7). Cu ajutorul lui se poate modifica continuu tensiunea și frecvența, permițind obținerea unui domeniu

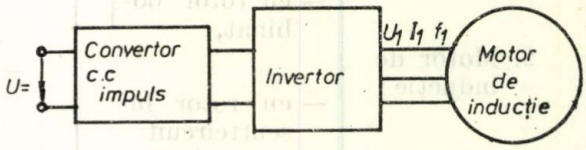


Fig. 7. Schema-bloc a convertorului de frecvență cu modificarea tensiunii de intrare.

larg de reglare a turației. Circuitul energetic al invertorului poate fi cu legături unidirecționale (fig. 8) sau cu legături bidirecționale (fig. 9).

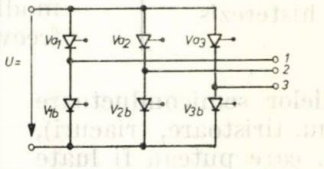


Fig. 8. Schema punte cu legături unidirecționale a invertorului electric cu ventile electrice semicomandate.

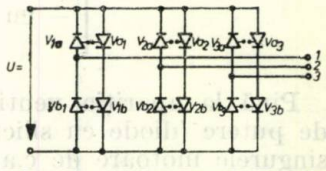


Fig. 9. Schema punte cu legături bidirecționale a unui invertor electric cu ventile semicomandate.

Cu ajutorul sistemului din figura 9 se poate obține o tensiune de alimentare cu frecvență și amplitudine variabilă și cu un conținut de armonici constant care poate duce la o supraîncălzire a motorului, în plină sarcină numai cu 5%, față de cazul alimentării cu o tensiune sinusoidală.

3.2. Sistem de acționare cu convertor cu modularea impulsului în lățime (fig. 10). Schema circuitului energetic al inventorului este aceeași

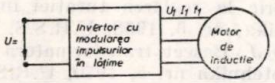


Fig. 10. Schema-bloc a convertorului de frecvență și tensiune cu modularea impulsurilor în lățime.

cu cea din cazul precedent (fig. 8 și 9). Modificarea frecvenței se realizează tot prin modificarea frecvenței de comutare a tiristoarelor. În schimb, amplitudinea tensiunii nu se modifică, rămînînd egală cu valoarea constantă a tensiunii sursei de energie electrică; valoarea medie a tensiunii se modifică prin modificarea duratei relative de conducție a tiristoarelor ($\gamma = t_c/T$).

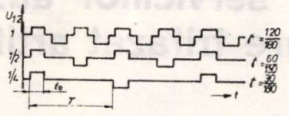


Fig. 11. Forma tensiunii de ieșire la un invertor cu modularea impulsurilor în lățime cu un singur impuls într-o semiperioadă.

La acest sistem, forma tensiunii de ieșire și conținutul de armonici depind de frecvență. Conținutul mare de armonici ale tensiunii de ieșire are ca urmare mărirea pierderilor în fier și reducerea cuplului. Pentru înlăturarea acestui neajuns se procedează la eșantionarea impulsului dintr-o semiperioadă (fig. 12.).

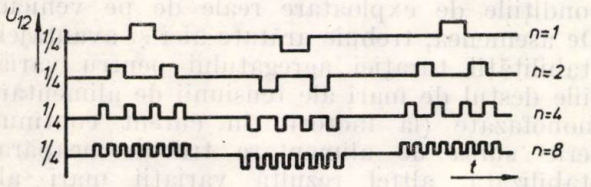


Fig. 12. Forma tensiunii de ieșire la un invertor cu modularea impulsurilor în lățime cu 1, 2, 4, 8, impulsuri.

Creșterea numărului de impulsuri, prin eșantionare, duce la mărirea pierderilor de comutație și la complicarea structurii sistemului de comandă.

Deși acest sistem necesită un număr de ventile mai mic în circuitul energetic, decît sistemul cu convertor de c.c. — impuls și invertor (fig. 7.), complexitatea sistemului de comandă îl face mai scump.

3.3 Sistem de acționare cu invertor și cicloconvertor. Invertorul transformă energia electrică a sursei de curent continuu, în energie electrică cu tensiune alternativă de frecvență fixă, iar cicloconvertorul modifică frecvența.

Acest sistem permite obținerea unei tensiuni de alimentare a motorului de inducție cu o formă apropiată de o sinusoidă. În schimb,

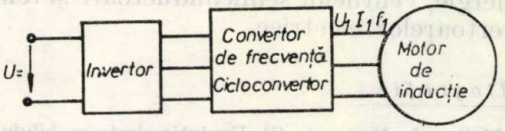


Fig. 13. Schema-bloc a convertorului de frecvență (invertor + cicloconvertor).

necesită un număr mare de ventile de putere și un sistem de comandă complex.

Din cele prezentate mai sus rezultă că dintre sistemele de acționare cu motoare cu inducție cu rotorul în scurtcircuit, sistemul cu convertor c.c. — impuls și invertor, oferă cele mai bune caracteristici pentru acționarea electromobilelor.

Cît privește comportarea sistemelor de acționare cu motoare de curent continuu, față de cele cu motoare de inducție cu rotorul în scurtcircuit, datele din tabelul 1 sînt edificatoare.

Tabelul 1

Tabel comparativ între un sistem de tracțiune de curent continuu și unul de curent alternativ care asigură același cuplu maxim

Tipul sistemului	Motor c.c. serie 230 V sau de inducție, trifazat 230 V, 240 Hz				Greutatea sistemelor de reglare, kgf	Greutatea totală, kgf
	Puterea nominală, CP	Turația, rot/min	Greutatea aprox., kgf	Cuplul max., kgfm		
Curent continuu	60	7 200	109	29	52	161
Curent alternativ	137	14 000	81	29	109	190

Motoarele de curent continuu sînt mai grele decît motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit, dar sistemele de acționare cu motoare de inducție sînt mai grele decît cele cu motoare de c.c.

Concluzii

Din comparația celor două sisteme de acționare se desprinde concluzia că, în prezent, sistemele de acționare cu motoare de curent continuu sînt mai adecvate pentru acționarea electromobilelor, datorită următoarelor avantaje: greutatea totală a sistemului mai mică, numărul ventilelor de putere mai mic, sistemul de comandă mai simplu, randamentul mai bun (sistemele de c.a. necesită pentru producerea aceluiași cuplu maxim un curent cu 60% mai mare), posibilitatea funcționării în regim de frînare cu recuperare, fără complicarea substanțială a sistemului de comandă.

Cît privește evoluția viitoare a sistemelor de acționare a electromobilelor, este greu să se prevadă care dintre sisteme va fi prioritar, deoarece evoluția lor este determinată de progresele ce se vor realiza în domeniile surselor de energie, ventilelor semiconductoare și tehnicii convertoarelor electrice.

Bibliografie

[1] *Matlac, I., Nemeznic, Gh.* Evoluția electromobilului. In: Transporturi auto, navale și aeriene, nr. 12, 1971.

[2] *Emmanuel d'Orsay, M.* Solutions hybrides pour la traction electrique. In: Ingenieurs de L'automobile, nr. 6, 1968.

[3] *Kostenko, M.J.* Elektriceskie mașinî. Moscova—Leningrad. 1958.

[4] *Dordea, T.* Mașini electrice. București Editura didactică și pedagogică, 1970.

[5] *Lawson, L.J., Borland R.P. and Pucky, C.G.* Optimal Control System Performance for an A—C Electric Vehicular Drive. In: S.A.E. Paper nr. 660135, 1972.

[6] *Berman, B., Gelb, G.H.* Electric Cars Drives Design Considerations. In: S.A.E. Paper, nr. 720111 1972.

[7] *Stavrov, O.A.* Electromobile. Moscova, Editura transport, 1968.

[8] *Ivașin, V.V.* Comutația mecanică cu ventile la mașinile de curent continuu In: Electrotehnika, nr. 8, 1970, U.R.S.S.

[9] *Mikloși, C.* Curs de acționări electromecanice. Litografie. Timișoara, 1959.

[10] *Matlac, I.* Comutația forțată cu condensator la convertoarele de curent continuu cu tiristoare. Lucrare de doctorat, Timișoara, 1969.

[11] *Dinkel, A.V.* Calculul caracteristicilor motoarelor cu excitație serie la reglarea turației în impulsuri. In: Elektrotehnika, nr. 6, 1968. U.R.S.S.

[12] *Nekrasov, V.J.* Bascet transformatora obratnoi sviazi. In: Elektrotehnika nr. 5, 1970, U.R.S.S.

[13] *Zabrodin, I.S.* Komutatornie harakteristiki uzlov prinuditelinoi komutații tiristorov. In: Electrotehnika, nr. 9, 1971, U.R.S.S.

[14] *Foote, L.R.* An experimental Battery Powerd Ford Cortina Estate Car. In: S.A.E. Paper, nr. 700024, 1970.

Intrat în redacție la 21. V. 1974

CZ 621.337: 621.315.052

FUNCȚIONARE SERVICII AUXILIARE
SISTEM DE ALIMENTARE
SOLICITĂRI TERMICE

Dimensionarea și funcționarea optimă a serviciilor auxiliare pe LE 060—EA în sistemul de alimentare trifazat artificial

GHEORGHE OLARIU* — Craiova

1. Considerente generale

Antrenarea serviciilor auxiliare de pe vehicule pentru ventilație forțată, compresoare, circulația uleiului și a apei etc. cunoaște trei sisteme mai importante: antrenarea mecanică directă de la motorul cu combustibil, antrenarea cu motoare electrice alimentate de la o sursă de curent continuu și mai nou, în cazul vehiculelor alimentate de la o sursă monofazată de 50 sau 60 Hz, antrenarea cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate de la un sistem trifazat artificial sau prin intermediul unui convertizor rotativ sau static pentru locomotivele de frecvență redusă ($16^2/_3$ Hz etc.).

Un sistem mai nou de antrenare a serviciilor auxiliare, cel care face, de altfel, și obiectul acestei lucrări, este sistemul de antrenare a serviciilor auxiliare cu motoare asincrone trifazate alimentate de la un sistem trifazat artificial, avînd ca sursă de alimentare principală o rețea de curent alternativ monofazat, de obicei de 50 Hz sau 60 Hz [4, p. 124 și 5, p. 127].

Sistemul trifazat artificial se obține de la o sursă monofazată, intercalîndu-se pe a treia fază o baterie de condensatoare de defazaj, fie în conexiune simplă numită și „Steinmetz", fie prin intermediul unei prize suplimentare a unui autotransformator, corespunzător dimensionată. Avantajele deosebite ale acestui sistem sînt acelea că se folosesc motoare asincrone trifazate, fie ele de construcție standard, fie derivate din acestea, cu o întreținere incomparabil mai ușoară decît în cazul celor de curent continuu cu colector, lucrările de întreținere limitîndu-se numai la o gresare periodică, iar cele de revizie, la un control periodic al stării rulmenților la intervale mult mai mari, bine stabilite de constructor, în funcție de condițiile de exploatare reale de pe vehicul. De asemenea, trebuie arătate aici și avantajele stabilității turației agregatului pentru variațiile destul de mari ale tensiunii de alimentare monofazate (la motorul în curent continuu serie sursa de alimentare trebuie neapărat stabilizată, altfel rezultă variații mari ale turației și cu aceasta necesitatea de supradimensionare a agregatelor corespunzătoare turației minime), precum și costul extrem de redus al motorului asincron în raport cu cel de curent continuu. Desigur că variația tensiunii sursei de alimentare monofazate peste anumite limite este, de asemenea, nedorită și conduce la unele complicații și în cazul sistemului trifazic artificial (asimetrii prea mari reprezintă solicitări termice suplimentare, respectiv supradimensionarea motoarelor asincrone).

Construcția capsulată a motorului asincron permite de cele mai multe ori, de exemplu, în cazul antrenării ventilației forțate în con-

* *Gheorghe Olariu* este inginer proiectant la Atel. proiectări locomotive din Centrul de cercetare și proiectare de pe lîngă Întreprinderea „Electroputere" — Craiova.

strucție ventilator axial, introducerea directă a motorului în canalul de ventilație. Acest sistem de ventilație axială reprezintă o economie de spațiu constructiv, eliminarea ventilației proprii și o răcire mai bună a motorului, chiar dacă valoarea temperaturii aerului de răcire pentru agregatul principal se ridică cu cîteva grade față de cea ambiantă. De asemenea, o astfel de construcție asigură o integrare mai mare a subansamblului motoventilator la agregatul principal, în sistemul modern de construcție monobloc interșanjabilă.

Fără a intra prea mult în detalii, trebuie arătat de la început că folosirea unor asemenea acționări cu alimentare de la o sursă monofazată prin intermediul convertirii ei într-una trifazată sînt destul de simple, mai ales pentru cazul acționărilor individuale. Pentru aceasta trebuie îndeplinite anumite condiții tehnice ca: sarcină aproape constantă la ax, tensiune de alimentare relativ constantă, execuția motoarelor și agregatelor cu caracteristici tolerate cît mai strîns etc.

Unele abateri de la aceste prescripții tehnice, precum și unele soluții constructive de realizare a sistemului trifazic artificial, impuse de altfel în anumite cazuri de practica industrială și de anumite criterii tehnico-economice, pot complica substanțial problema.

Această lucrare își propune să trateze cîteva probleme pe care le ridică asemenea antrenări cu motoare asincrone, cu precădere pentru latura aplicativă, partea teoretică prezentîndu-se într-o formă mai sumară, deoarece literatura de specialitate se ocupă îndeajuns de aceasta [1, p. 67—90], [2, p. 290—292].

2. Scheme și relații matematice pentru proiectarea și realizarea sistemului

În continuare se dau două scheme generale de conexiuni pentru realizarea antrenărilor cu motoare asincrone trifazate alimentate de la o sursă monofazată ce și-au găsit aplicare pe LE 060—EA fabricată la Electroputere — Craiova.

La dimensionarea sistemului trifazat, tensiunea suplimentară U_s din figura 1 și capacitatea de defazaj C_d trebuie astfel alese ca pentru condițiile de lucru reale ale motorului sau a unei grupe de motoare (putere, tensiune,

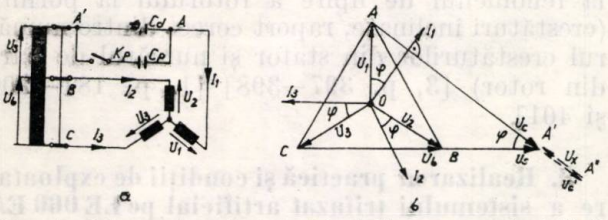


Fig. 1. Schema de principiu (*a*) și diagrama vectorială (*b*) pentru alimentarea motoarelor asincrone de la o înfășurare monofazată în execuția autotransformatoarelor cu priză suplimentară.

factor de putere corespunzător puterii la care este solicitat motorul în regimul de funcționare cel mai frecvent, frecvență etc.), să rezulte un sistem trifazat cît mai simetric [5, p. 133—138]. Conform diagramei vectoriale din figura 1b se pot scrie următoarele relații:

— pentru căderea de tensiune pe condensator:

$$U_c = \frac{\sqrt{3} \cdot U_b}{2 \sin \varphi}, \tag{1}$$

— pentru tensiunea suplimentară:

$$U_s = U_c \cdot \cos\varphi - \frac{U_b}{2}, \tag{2}$$

— pentru capacitatea de defazaj:

$$C_d = \frac{I_1}{2\pi \cdot f \cdot U_c}, \tag{3}$$

unde:

$$I_1 = I_2 = I_3 = \frac{P_{abs}}{\sqrt{3} \cdot U_b}. \tag{4}$$

Cu aceste partu relații se pot dimensiona fără prea mare greutate sisteme trifazate artificiale pentru aproape orice fel de motor

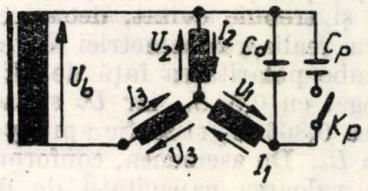


Fig. 2. Schema Steinmetz pentru antrenarea motoarelor asincrone, cu alimentare de la o sursă monofazată (pentru puteri mici instalate).

asincron, cu condiția de a se menține cît mai constante mărimile impuse din relațiile de mai sus (U_b, respectiv U_s, factorul de putere condiționat la rîndul său de sarcina la ax, respectiv curent absorbit), precum și caracteristicile electrice nominale ale motoarelor sau agregatelor garantate de constructorul de motoare într-un cîmp de toleranțe binedefinit.

Conexiunea „Steinmetz" din figura 2 este un caz particular al schemei din figura 1a, atunci cînd tensiunea U_s devine nulă. În acest caz în diagrama 1b pentru condiția de simetrie unghiul φ trebuie să ia valoarea de 60°. Astfel, rezultă că în această conexiune nu se poate obține simetrie perfectă decît pentru un factor de putere $\cos\varphi = 0{,}5$. Aceasta, fie la o sarcină parțială a motorului, ceea ce reprezintă o diminuare a puterii instalate a motorului [6, p. 500—505], fie că se folosește un motor cu un factor de putere mai redus, variantă adecvată pentru motoarele de turație

scăzută și de execuție mijlocie, cu o solicitare magnetică mare și întrefier mărit. Conexiunea aceasta se folosește în general pentru acționări cu motoare de puteri pînă la 1 kW cu condensatoare de pornire pentru pornirile mai grele sub sarcină sau numai cu condensatoare de defazaj, în cazul pornirilor mai ușoare ca la ventilatoare sau la alte acționări de mașini și agregate, la care pornirea are loc în gol, preluarea sarcinii făcîndu-se după pornire etc. Avantajul acestei conexiuni constă în faptul că nu mai este necesară tensiunea suplimentară U_s, adică se poate realiza cu alimentare directă de la sursele obișnuite monofazate fără alte cheltuieli suplimentare. În cazul folosirii unor astfel de acționări, pentru o producție de serie mică, nu este absolut necesar să se realizeze un grad de simetrie mare, aceasta impunîndu-se însă pentru producția de serie mare, și anume la puterea nominală de dimensionare a agregatelor.

Conexiunea din figura 1a este avantajoasă pentru puteri mijlocii și mari, de ordinul zecilor sau sutelor de kW, unde instalarea tensiunii U_s devine rentabilă, simetrizarea putîndu-se face la valorile nominale mărite ale factorului de putere real al motoarelor.

Regimul de mers în gol sau la o sarcină parțială mică este conform diagramei 1b și relațiilor (1) și (2) de nedorit, pentru ambele conexiuni și trebuie evitat, deoarece în acest caz pentru realizarea simetriei U_s ar trebui să-și schimbe polaritatea față de U_b și să fie aproape egal cu 0,5 U_b, iar U_c să se apropie de valoarea 0,866 U_b și să fie aproape perpendicular pe U_b. De asemenea, conform relațiilor (3) și (4) valoarea capacității de defazaj ar trebui redusă corespunzător (pentru mers în gol P_0, I_0 și φ_0). Practica industrială nu poate accepta asemenea soluții, astfel că acest regim trebuie evitat mai ales pentru conexiunea din figura 1a, putînd fi folosit numai pentru regimul tranzitoriu de scurtă durată la pornirile agregatelor în gol și punerea lor imediat în sarcină (compresoare, alte mașini cu moment de giratie de valori mai mari).

Regimul de pornire este mult mai complicat, datorită funcțiunii lui importante, decît regimul de mers sub sarcină sau în gol și din această cauză trebuie să i se acorde o mare atenție la dimensionarea sistemului artificial, mai ales pentru antrenarea acelor agregate care au un moment de giratie apreciabil. Astfel relațiile (1), (2), (3) și (4) nu mai pot fi aplicate cu ușurință, aceasta îndeosebi datorită caracterului tranzitoriu al acestui regim și, în special, datorită variației factorului de putere, care ar impune în funcție de variația alunecării un reglaj permanent al valorilor tensiunii suplimentare U_s (mai ales în cazul conexiunii din figura 1a) și a bateriei de condensatoare de pornire C_p. Cum însă aceasta nu este posibil în practică, așa după cum s-a arătat și pentru funcționarea în gol sau la sarcină parțială, pentru pornirile mai grele se recurge la soluția de pornire cu agregatul în gol, intrarea sub sarcină a acestuia făcîndu-se numai după ce procesul de pornire a fost încheiat și bateria de condensatoare de pornire C_p se deconectează. Cu alte cuvinte, se alege o soluție mai optimă, care include un anumit grad de asimetrie cu un cuplu de pornire mai redus, suficient însă pentru pornirea agregatului, cheltuielile pentru instalarea capacității de pornire C_p împreună cu cele pentru instalația de automatizare a procesului de pornire și cu cele pentru construcția motorului devenind minime în acest caz. O dată stabilite valorile nominale pentru U_s, C_d și U_c, urmează a se aprecia valoarea capacității de pornire C_p, conform relației (3), în care I_1 este de data aceasta curentul de pornire al motorului I_k, iar în valoarea capacității de pornire rezultată este inclusă și valoarea capacității de defazaj C_d. Conform celor de mai sus se poate aprecia că valoarea capacității de pornire este aproximativ proporțională cu creșterea valorii curentului de pornire al motorului. Valoarea definitivă pentru C_p urmează a se stabili experimental pentru regimul de pornire cel mai greu din exploatare, gradul de asimetrie trebuind să fie mai bun pentru agregatele cu regim intermitent cu porniri mai dese, de exemplu, cazul compresoarelor.

O simetrizare mai bună a procesului de pornire se poate obține pentru cazul conexiunii din figura 2, deoarece factorul de putere al acestei conexiuni $\cos\varphi = 0{,}5$ este mult mai apropiat de factorul de pornire al motorului $\cos\varphi_k$.

Tot cu această ocazie trebuie arătat că sursa de alimentare cu putere instalată subdimensionată are un efect negativ asupra pornirilor și că în cazul acționărilor cu mai multe grupe funcționale legate în paralel (cazul din fig. 3), pornirea unei grupe se face cu atît mai ușor cu cît funcționează mai multe grupe conectate la sistem.

Pentru pornirile ușoare în conexiunea din figura 2 (motoventilatoarele etc.) se renunță, de obicei, la condensatorul de pornire C_p, motorul fiind, în acest caz, de construcție specială, astfel dimensionat pentru a se evita producerea cuplurilor sincrone, care pot conduce la fenomenul de lipire a rotorului la pornire (crestături înclinate, raport corect dintre numărul crestăturilor din stator și numărul de bare din rotor) [3, p. 397—398] [1, p. 187—200 și 401].

3. Realizarea practică și condiții de exploatare a sistemului trifazat artificial pe LE 060 EA

Realizarea practică a conexiunilor din figurile 1a și 2 sînt aplicate și pe locomotiva electrică de tip 060—EA, fabricată la întreprinderea

Electroputere—Craiova și se găsesc redate simplificat în figura 3 publicate în literatura de specialitate [4] și [5].

Conexiunea din figura 2 se folosește pentru motoventilatoarele agregatelor de încălzirea și condiționarea aerului în cabină și motoventi-

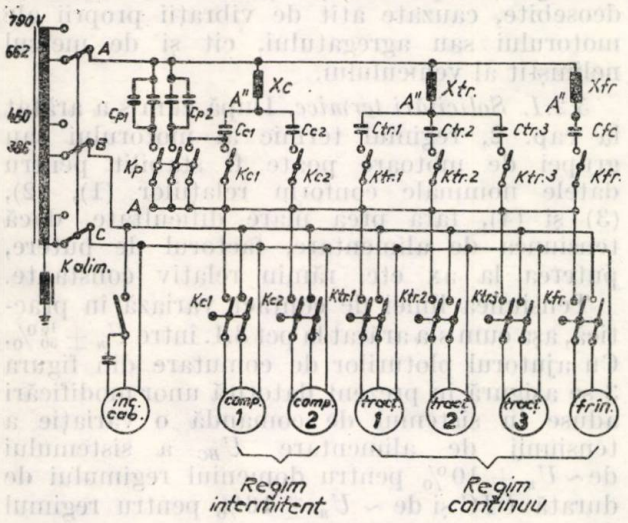


Fig. 3. Schema simplificată pentru sistemul trifazat artificial al motoarelor de antrenare a serviciilor auxiliare pe LE 060—EA.

latorul de răcire a blocului cu aparate, în varianta fără condensator de pornire, cu alimentare directă de la priza de 380 V. Aceste motoare o dată binedimensionate din punct de vedere termic, conform precizărilor de la cap. 2 nu ridică probleme deosebite exploatării și din această cauză schema lor se consideră tratată îndeajuns.

În cele ce urmează se vor arăta condițiile reale de realizare a schemei 3 și problemele ce le ridică regimul greu de exploatare de pe LE pentru dimensionarea corectă a motoarelor asincrone de antrenare a serviciilor auxiliare.

3.1. Realizarea practică a sistemului trifazat artificial. Concepția de la care s-a pornit, pentru realizarea acestui sistem trifazat artificial, a fost folosirea de motoare asincrone standard de 3×380 V cu avantajele arătate la capitolul 1, legate în paralel la barele colectoare *A*, *B* și *C* și împărțite în grupe funcționale de puteri aproximativ egale, pentru a putea fi pornite fiecare separat cu aceeași baterie de condensatoare de pornire. Prin aceasta se realizează o economie mare de capacitate instalată pentru bateria de pornire, atît ca preț, cît și ca greutate în plus și, îndeosebi, ca volum constructiv necesar instalării ei pe LE.

Elementele principale ale sistemului trifazat artificial de pe LE 060 EA sînt (fig. 3):

— înfășurarea de 380 V cu priză suplimentară, dimensionată conform relațiilor (1) și (2), cu ploturi superioare, pentru modificarea raportului de transformare, cînd tensiunea la linia de contact scade sub o anumită valoare;

— cele trei grupe de motoare pentru antrenarea ventilației tracțiune, primele două de puteri absorbite egale pentru răcirea motoarelor de tracțiune (~ 29 kVA pe fiecare grupă, compusă din 6 motoare a ~ 5 kVA), iar a treia pentru antrenarea și răcirea uleiului trafo (~ 19 kVA);

— grupa de motoare pentru antrenarea ventilației rezistențelor de frînare compusă din două motoare similare de o putere absorbită totală de ~ 26 kVA;

— grupele de motoare pentru antrenarea compresoarelor de aer fiecare de o putere absorbită de ~ 28 kVA;

— condensatoare de defazaj pentru fiecare grupă și cele pentru bateria de pornire cu caracteristicile electrice 740 V, 200 $\mu F^{+10}_{-5\%}$, 50 Hz;

— bobinele de reactanță pentru întărirea armonicei de ordinul 3 la funcționarea în sarcină a LE pe circuitele serie $A'—A''—A$ ale celor trei grupe funcționale independente (compresoare 1Ω, tracțiune 0,6 Ω și frînare 1,8 Ω, strîns tolerate);

— contactoare de linie principale, și contactoare de grupe, precum și:

— aparataj de comandă, supraveghere și de protecție, pentru asigurarea pornirilor singulare și succesive, care datorită caracterului restrîns al lucrării nu face obiectul prezentării lui. Deoarece înfășurarea serviciilor auxiliare este comună cu cea pentru încălzire tren, faza corespunzătoare barei colectoare *C* este pusă la masă pentru a asigura circuitul de încălzire electrică.

După cît se poate vedea la dimensionarea sistemului au stat la bază relațiile (1), (2), (3) și (4), fiind aplicate pentru grupe funcționale ca: compresoare singure, ventilație-tracțiune singură, ventilație-tracțiune + ventilație frînare. Desigur că anumite abateri există și în cazul puterilor nominale absorbite pe grupe funcționale, acestea rezultînd în funcție de necesarul de agregate și caracterul lor funcțional pe locomotivă. De asemenea și valorile condensatoarelor de defazaj prezintă toleranțe de fabricație apreciabilă, iar motocompresoarele lucrează la sarcină variabilă.

Ca primă măsură de diminuare a acestor toleranțe s-au creat barele colectoare *A*, *B* și *C*. Bara colectoare *A* are o importanță deosebită pentru o mai bună echilibrare a sistemului artificial, deoarece pe măsură ce numărul de consumatori conectați la sistem se înmulțesc, se asigură ca prin ea să poată avea loc un transfer continuu de putere reactivă între diferite grupe de motoare (echilibrul mai mare este posibil cînd toți consumatorii funcționează), anulînd pe cît posibil toleranțele înlănțuite în sens defavorabil.

O altă măsură ce se impune a fi luată este prescrierea unor toleranțe strînse atît pentru execuția motoarelor de antrenare (factor de putere, execuție simetrică a înfășurărilor, randament nivel de vibrații), cît și pentru agregatul în sine, de exemplu, la parametrii nominali ai agregatului (debit, presiune etc.) toleranțele la putere absorbită să fie de $\sim \pm 5\%$, aceasta presupunînd o execuție și un rodaj corect în procesul de fabricație.

Așa cum s-a arătat la capitolul 2, una dintre principalele mărimi ce ar trebui să fie menținută constantă și care în caz contrar are un efect negativ destul de apreciabil asupra dimensionării și bunei funcționări a motoarelor în sistem, este tensiunea de alimentare monofazată. Variații mari ale acestei valori, așa după cum reiese și din relațiile (1), (2), (3) și (4), conduc la dezechilibrarea sistemului artificial, adică la asimetrii de tensiuni, respectiv de curenți ceea ce presupune o supradimensionare a motoarelor de antrenare a agregatelor. Tensiunea nominală a liniei de contact, conform normelor *UIC* pentru rețelele de 50 Hz, este de 25 kV, admițîndu-se pentru regimul de durată o variație între 19 și 27,5 kV și pentru cazuri accidentale de foarte scurtă durată o scădere pînă la 17,5 kV. Se găsesc beneficiari care solicită în afara acestor limite și funcționare de scurtă durată pînă la 29 kV. Astfel rezultă o variație foarte mare a domeniului tensiunii de lucru pentru motoarele alimentate la sistem. Desigur că o mare atenție trebuie acordată regimului de durată.

Astfel, sistemul trifazat a fost prevăzut cu ploturi de reglaj, încît atunci cînd tensiunea de alimentare scade sub o anumită valoare, are loc comutarea pe priza superioară. Trebuie arătat că numărul de ploturi nu poate fi mărit după voie, atît din punct de vedere constructiv, cît și funcțional. Scoaterea ploturilor se face greu și de obicei numai cu multiplii tensiunii pe spiră, iar comutările în domeniul 24—26 kV sînt neindicate datorită șocurilor energetice frecvente ce ar putea apare. În afară de acestea, elementele pentru realizarea comutării și a comenzii de comutare ar complica și scumpi construcția.

În încheiere trebuie precizat că diagrama 1b nu corespunde întrutotul și pentru conexiunea din figura 3, deoarece aceasta din urmă conține și bobinele de reactanță. Desigur că în realitate, tensiunea pe condensatoarele de defazaj în conexiunea din figura 3 crește față de cea din figura 1a cu mărimea căderii de tensiune pe bobina de reactanță (componentele active pot fi neglijate). Astfel, pentru stabilirea nivelului tensiunii de lucru reale a condensatoarelor de defazaj la rezultatul din relația (1) se va adăuga valoarea căderii de tensiune pe bobina de reactanță corespunzător punctului A'' din diagrama 1b, iar la stabilirea valorii C_d, conform relației (3) se va ține seamă de aceasta.

3.2. Condiții reale de exploatare pe LE 060 EA. Motoarele de antrenare serviciilor auxiliare sînt supuse în mod deosebit la trei tipuri de solicitări grele: suprasolicitări termice, solicitări datorate supratensiunilor aplicate sau de impuls asupra izolației și solicitări mecanice deosebite, cauzate atît de vibrații proprii ale motorului sau agregatului, cît și de mersul neliniștit al vehiculului.

3.2.1. Solicitări termice. După cum s-a arătat la cap. 2, regimul termic al motorului sau grupei de motoare poate fi stabilit pentru datele nominale conform relațiilor (1), (2), (3) și (4), fără prea mare dificultate, dacă tensiunea de alimentare, factorul de putere, puterea la ax etc. rămîn relativ constante.

Tensiunea liniei de contact variază în practică, așa cum s-a arătat la pct 3.1. între $U_n \pm \frac{16}{30}\%$. Cu ajutorul ploturilor de comutare din figura 3 se asigură în prezent datorită unor modificări aduse în sistemul de comandă o variație a tensiunii de alimentare U_{BC} a sistemului de $\sim U_n \pm 10\%$ pentru domeniul regimului de durată *UIC* și de $\sim U_n \pm 16\%$ pentru regimul de foarte scurtă durată.

În figurile 4, 5, 6 și 7 sînt reprezentate valorile tensiunilor între fazele $A-B$ și $A-C$

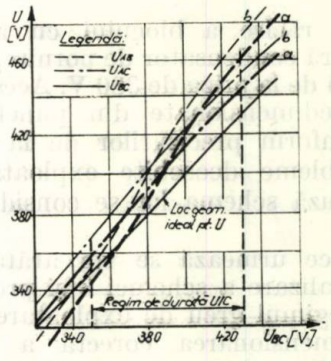


Fig. 4. Variația tensiunilor între fază, în funcție de tensiunea U_{BC} pentru motoarele de antrenarea compresoarelor.

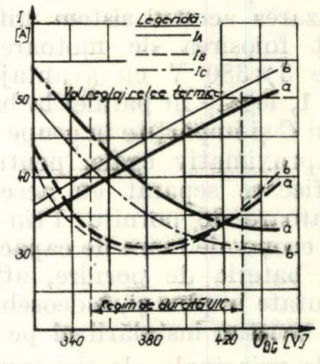


Fig. 5. Variația curenților de linie în funcție de tensiunea U_{BC} pentru motoarele de antrenarea compresoarelor.

ale curenților de linie A, B și C, în funcție de tensiunea de alimentare U_{BC}. Acestea sînt valori medii măsurate pe cinci locomotive (curbele *a*) în standul de probe cu alimentare

monofazată pe partea de înaltă tensiune a LE de la un generator de 5 MVA, 50 Hz. Figurile 4 și 5 se referă la motoarele compresorului, iar figura 6, la tensiunile măsurate pe grupele de ventilație tracțiune 1, 2, și 3 și figura 7,

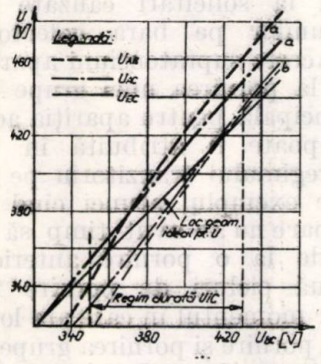


Fig. 6. Variația tensiunilor între fază în funcție de tensiunea U_{BC} pentru cele trei grupe de tracțiune.

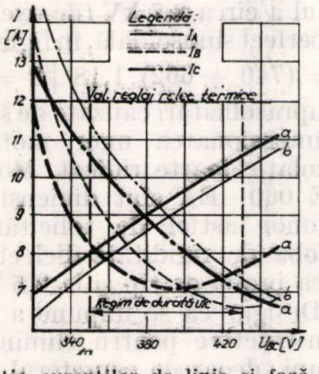


Fig. 7. Variația curenților de linie și fază în funcție de tensiunea U_{BC}, măsurați pe un motor de antrenare a motoventilatorului de răcire a *M.T.*

la curenți măsurați pe fază (conexiune stea) pe motorul de jos de ~ 5,5 kVA pentru răcirea unui motor de tracțiune cînd funcționează toate cele trei grupe. Curbele *b* din figurile 4 și 5 se referă la o grupă de motoare pentru compresoare, la care prin înlănțuirea toleranțelor de fabricație conform relației (3), capacitatea de defazaj C_{c1} și C_{c2} a rezultat de ~ 1,13 C_{optm}, respectiv pentru cele din figurile 6 și 7 a capacităților C_{tr1}, C_{tr2} și C_{tr3} de ~ 0,9 C_{optm}.

Pentru a ilustra și influența bobinelor de reactanță, pe care acestea o mai pot avea pe lîngă cea de întărire a armonicilor de ordinul 3 arătată la pct. 3.1., se redă în figura 8 variația tensiunilor între fazele $A-B$ și $A-C$, în funcție de tensiunea de alimentare U_{BC} pentru motoarele de antrenarea compresoarelor măsurate în trei situații. În afara curbelor *a* din figura 8 numai curbele *b* pot avea o însemnătate practică pentru exploatare (cazul defectării unui compresor și izolării lui pînă la înlăturarea defectului). Efectuarea unui acordaj al sistemului prin variația valorii X_L devine neindicată, dacă se are în vedere faptul că scopul principal al bobinelor de reactanță este amplificarea armonicilor de ordinul 3.

Variația tensiunilor între fazele $A-B$ și $A-C$ din figurile 4 și 6, precum și mai ales cea a curenților de linie din figurile 5 și 7, în funcție de tensiunea de alimentare U_{BC} poate fi explicată plecînd de la comportarea motorului asincron alimentat de la o sursă trifazată simetrică cînd tensiunea este variabilă, iar sarcina la arborele motorului este constantă. Curentul în rotor și componenta curentului din stator, care depind de sarcină, scad aproape în raport invers proporțional cu tensiunea. Pierderile din rotor conduc la o variație ușoară a turației, direct proporțională cu tensiunea. Factorul de putere scade cu creșterea tensiunii, deoarece curentul de magnetizare crește, iar curentul activ scade și invers, el crește cu scăderea tensiunii.

Această variație a factorului de putere se modifică simțitor, dacă se ține seamă că la cuplu constant la arbore, datorită variației turației, se modifică și puterea la arbore (de ex. la turație scăzută motorul lucrează la sarcină parțială cu factor de putere mai redus, lucru ușor de sesizat în practică: scăderea presiunii statice la motoventilatoare, lungirea timpului de umplere la compresoare etc.). [1, p. 316—326].

Față de cele arătate mai sus rezultă că o dată cu variația tensiunii de alimentare U_{BC}, respectiv a curentului absorbit, trebuie să se modifice și valoarea capacității de defazaj. Cum aceasta în practică este greu de realizat, valoarea capacității o dată stabilită rămîne constantă; astfel rezultă un curent de linie I_A aproape proporțional cu tensiunea de alimentare U_{BC}. Faza afectată acestui curent este suprasolicitată din punct de vedere termic, cel mai mult la tensiunile mărite, celelalte

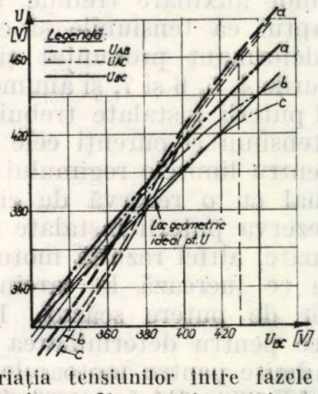


Fig. 8. Variația tensiunilor între fazele AB și AC în funcție de tensiunea U_{BC} pentru motoarele de antrenare ale compresoarelor cu valorile X_c și X_L variabile; curbele *a*: $X_L = 1\Omega$ ($X_c = 8\Omega$ ca în fig. 4); curbele *b*: $X_L = 1\Omega$, însă cu un motocompresor izolat ($X_c = 16\Omega$); curbele *c*: $X_L = 0\Omega$ ($X = 8$, soluție inițială de pe LE 060 EA).

două fiind descărcate, iar la tensiuni scăzute situația se schimbă și devine nefavorabilă pentru fazele afectate celorlalți doi curenți (mai ales curentului preluat de la bara colectoare *C*).

Din comparația rezultatelor din figurile 4 și 6 cu diagrama 1b rezultă că punctele C și B sînt binedeterminate în toate situațiile, iar punctul O și mai ales punctul A sînt mobile, poziția lor fiind determinată de sarcina reală la arborele motorului, de raportul fix $U_s : U_b$ și de factorul de putere al motorului corespunzător. Dacă se coboară o axă verticală prin jumătatea vectorului U_{CB}, se constată că în cazurile normale pentru valori mai mari de circa 380 V punctul A se deplasează spre stînga, iar pentru cele mai mici spre dreapta.

Din cele arătate pînă în prezent rezultă că pentru simetrizarea sistemului artificial monotrifazat este necesar să se modifice în funcție de tensiunea de alimentare raportul $U_s : U_b$ (la creșterea tensiunii U_{CB} să se micșoreze raportul și invers), iar pentru simetrizarea curenților să se modifice corespunzător valoarea capacității de defazaj C_d într-un raport aproape invers proporțional. Asemenea soluții nu pot fi acceptate de practica industrială, cel mult pot fi acceptate parțial, însă fără a deveni neeconomice.

Pentru o dimensionare corectă și economică a motoarelor se recomandă ca sistemul să se optimizeze de așa natură încît toți trei curenții să fie pentru limitele regimului de durată *UIC* de valori sensibile egale, iar tensiunea maximă să fie de asemenea limitată. Această măsură și-a găsit aplicarea în practică pentru LE 060—EA prin efectuarea unui acordaj al capacităților de defazaj C_d printr-o sortare corespunzătoare a acestora, pentru fiecare grupă funcțională de motoare în parte (ventilație, tracțiune, ventilație tracțiune și frînare și grupa compresoare). Bineînțeles că o dată stabilită valoarea optimă pentru C_d aceasta rămîne constantă.

La dimensionarea motoarelor pentru antrenarea serviciilor auxiliare trebuie să se țină seamă de faptul că tensiunile și curenții au un caracter deformant pronunțat și de realitățile din figurile 4, 5, 6 și 7, și anume de faptul că în calculul puterii instalate trebuie să se ia valorile de tensiuni și curenți cele mai mari, ce rezultă pentru limitele regimului de durată *UIC* (eventual cu o rezervă de circa 5% a acestora). Rezerva puterii instalate nu trebuie să fie prea mare, altfel rezultă motoare supradimensionate ce lucrează la sarcină parțială cu un factor de putere scăzut. La măsurătorile practice pentru determinarea supratemperaturilor admise pentru motoarele serviciilor auxiliare ale LE 060—EA în stand și în exploatare au rezultat pentru regimul de durată *UIC* rezerve de aproximativ 10 pînă la 20°C. În încheierea acestui subpunct trebuie arătat că în cazul izolării unui motor de tracțiune se poate izola grupa de ventilație de circa 10 kVA (rezultatele sînt din punct de vedere calitativ asemănătoare curbelor *b* din figura 4 și 5) pînă la înlăturarea defectului. Valorile de reglaj pentru releele termice date în figurile 5 și 7 nu pot fi modificate în asemenea situații sau în oricare altele.

3.2.2. Solicitări cauzate de supratensiuni. Izolația motoarelor este supusă în afara solicitărilor termice și la solicitări cauzate de apariția supratensiunilor pe bara colectoare A din figura 3. Aceste supratensiuni apar de cele mai multe ori la pornirea unei grupe de motoare. Cauza principală pentru apariția acestor supratensiuni poate fi atribuită în majoritatea cazurilor regimului tranzitoriu pe timpul pornirilor. De exemplu, atunci cînd bateriile de condensatoare nu au avut timp să se descarce suficient de la o pornire anterioară (pauza dintre două cicluri de pornire fiind uneori scurtă), iar momentul în care are loc conectarea bateriei de pornire și pornirea grupei de motoare devine extrem de nefavorabil. În situațiile cele mai defavorabile pot apărea supratensiuni pe bara colectoare A față de barele C sau B de ordinul a circa 2,7 kV (de exemplu pentru o tensiune perfect sinusoidală, în figura 3 $U_{C\max} + U_{A'C\max} = (740 + 662).1{,}18\sqrt{2} = 2340$ V).

Aceste suprasolicitări cauzate de supratensiuni impune dimensionarea unor motoare cu un nivel de izolație foarte ridicat. Motoarele folosite pe LE 060—EA sînt dimensionate corespunzător unor astfel de solicitări deosebite (de ex. proba de rigiditate dielectrică se face la 3,5 kV ca probă de tip și la 2,5 kV ca probă de serie). Desigur că se impune a se lua unele măsuri constructive pentru eliminarea acestor supratensiuni, deoarece caracterul lor repetitiv conduce cu timpul la o slăbire prematură a rezistenței de izolație, respectiv la scurtarea duratei de funcționare a motoarelor pe locomotivă. În prezent se experimentează pe LE 060—EA în exploatare unele măsuri de eliminare a acestor supratensiuni, despre a căror rezultate practice nu se pot face încă precizări definitive.

3.2.3. Suprasolicitări mecanice. Solicitările mecanice cauzate de mersul neliniștit al vehiculului asupra motoarelor și agregatelor sînt în general valabile pentru orice fel de acționări arătate la începutul lucrării și se impune a se lua măsuri corespunzătoare din partea constructorului pentru diminuarea acestora (amortizări, suspendări elastice etc.).

În cazul acționărilor cu motoare asincrone mai pot apărea vibrații și zgomote suplimentare cauzate chiar de motoare prin posibilitatea apariției cuplurilor sincrone sau a forțelor de atracție magnetice învîrtitoare unilaterale și mai ales prin nesimetrii rezultate din sistemul de alimentare trifazat artificial în înfășurările motoarelor [1, p. 194—222] [3, p. 397 și 398]. Acestea din urmă apar în mod deosebit în afara domeniului ce caracterizează regimul de durată *UIC* din figurile 4, 5, 6 și 7 și sînt

mai pronunțate pentru domeniul tensiunilor scăzute.

Cele mai mari vibrații și zgomote cauzate de nesimetriile sistemului apar în timpul procesului tranzitoriu de pornire al motoarelor cînd asimetriile de tensiuni și curenți devin apreciabile. Nivelul lor este cu atît mai mare cu cît se găsesc conectați mai puțini consumatori la sistem (la LE 060—EA cazul pornirii primei grupe de motoare).

Spre exemplificare se redă în figura 9 procesul de pornire a grupelor de compresoare din

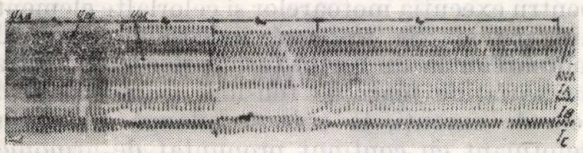


Fig. 9. Oscilograma pentru pornirea compresoarelor de pe LE 060 EA.

figura 3, cînd la sistem nu se mai găsesc conectați alți consumatori.

După cum se poate vedea din figura 9 și mai ales din figura 10 cea mai nefavorabilă situație de nesimetrie, în afara celei din timpul pornirii propriu-zise, apare imediat după fiecare ciclu de pornire al unei grupe funcționale, cînd bateria de condensatoare C_p de pornire mai rămîne conectată un anumit timp tc_p impus de procesul de automatizare folosit inițial pe LE

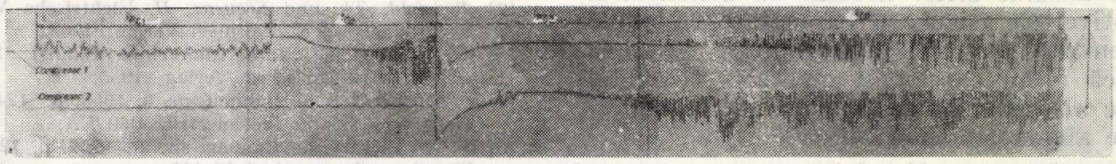


Fig. 10. Oscilograma vibrațiilor efectuată pe două puncte identice ale compresoarelor I și II, corespunzător pornirii succesive din figura 9 (zone cu vibrații puternice tc_p).

pentru deconectarea ei sau pentru pornirea grupei următoare dacă este cazul..

Aceste vibrații puternice (fig 10 — circa 230 μm și f de circa 150 Hz) solicită substanțial motoarele din punct de vedere mecanic și reprezintă un mare pericol mai ales pentru bobinajul statoric, deoarece poate conduce la slăbirea rezistenței de izolație a conductorilor sau a celei față de masă. Astfel se impune măsuri speciale pentru o construcție mecanică adecvată și o impregnare specială (în vid sau prin picurare), care să asigure o rigidizare bună a bobinajului, astfel ca aceasta să reziste la vibrații. De asemenea, rezultă că rezerva de putere instalată este total neindicată a se realiza prin lungirea pachetului de tole, ci prin alegerea gabaritului următor, astfel ca axa rotorului să nu rezulte prea lungă (sînt indicate chiar motoare cît mai scurte).

4. Unele măsuri întreprinse pentru creșterea fiabilității sistemului pe LE

La constructorul de motoare IEM—Timișoara și agregate s-au luat măsuri pentru îmbunătățirea execuției mecanice și pentru ridicarea nivelului de izolație al bobinajului motoarelor. De asemenea, în urma măsurătorilor de vibrații asupra agregatelor și motoarelor pe LE (fig. 10) s-au impregnat în vid toate motoarele pentru cîteva LE. Rezultatele din exploatare cu astfel de motoare sînt mulțumitoare și urmează a se generaliza în viitorul apropiat pentru producția de serie a motoarelor.

Inițial pe LE 060—EA domeniul de variație al tensiunii U_{BC} pentru domeniul de durată *UIC* 19—27,5 kV era între 336 și 425 V. În urma unor încercări de laborator și experimentări pe LE în exploatare s-au stabilit alte valori de reglaj, la care au loc comutările de pe prizele inferioare pe cele superioare și invers (fig. 3). Astfel a rezultat pentru domeniul tensiunii de alimentare la linia de contact între 19 și 27,9 kV o variație restrînsă și mai optimă a tensiunii U_{BC} între 350 și 430 V. Rezultatele din exploatare sînt mai bune decît cu soluția inițială, fără a periclita durata de viață normală a contactoarelor de comutare de pe o priză pe alta prin menținerea numărului de comutări, însoțite și de șocuri energetice nedorite, la o valoare scăzută.

În prezent se găsesc în curs de experimentare pe cinci LE în exploatare unele soluții pentru îmbunătățirea procesului de pornire succesivă în două variante. Una din ele adecvată pentru locomotivele 060—EA fabricate pînă în prezent, iar cealaltă pentru producția de serie. Oscilogramele din figura 10 redă superioritatea unui astfel de proces de pornire îmbunătățit față de varianta veche cu relee de timp din figura 9, cu care ocazie pauzele dintre o pornire sau alta, precum și suprapuneri de pornire în anumite situații sînt excluse. Aceste soluții înlătură unele neajunsuri arătate de altfel la pct. 3.2 și urmează a se aplica pentru toate locomotivele 060 EA, eliminîndu-se îndeosebi zonele t_{cp} cu conținut de vibrații foarte puternice (zonele t_{cp} din figura 11 a fost astfel scurtată încît așa cum reiese din figura 10 în mod practic devine fără importanță).

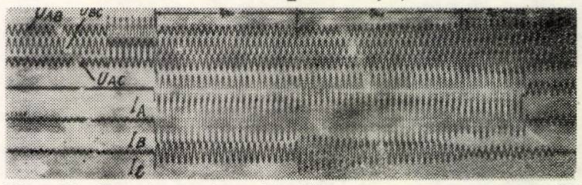


Fig. 11. Pornire automatizată a compresoarelor 3 EC2 condiționată de procesul real de pornire al fiecărui motor în parte și nu de relee de timp.

O altă măsură aplicată sistemului artificial este aceea de acordaj cu ajutorul condensatoarelor de capacitate C_d adecvată fiecărei grupe funcţionale prin sortarea lor după necesitate, aşa după cum s-a arătat la pct 3.2.1. Măsurătorile practice în stand au arătat abateri destul de neînsemnate de la curbele *a* din figurile 4, 5, 6 şi 7, dacă la valorile extreme ale tensiunii U_{BC} din figurile 4 şi 6 se impune o valoare maximă şi alta minimă admise pentru tensiunea U_{AB}. Controlul acestor valori şi acordajul sistemului, dacă este cazul, se face după terminarea probelor de casă, adică după o anumită perioadă de rodaj a agregatelor pe LE şi după ce în prealabil s-au făcut măsurătorile puterilor absorbite, pentru fiecare agregat în parte, de la reţeaua de 3×380 V.

Controlul tehnic uzinal poate juca un rol deosebit asupra bunei funcţionări a sistemului artificial. Astfel se verifică şi se protocolează valorile impuse şi cele obţinute la probele de predare-recepţie pentru acordajul sistemului, precum şi pentru toate celelalte valori de reglaj impuse ale elementelor de automatizare aferente sistemului artificial.

În încheiere trebuie arătat că pe parcursul acestei lucrări au mai fost arătate şi alte soluţii şi măsuri ce ar mai putea fi luate pentru ridicarea fiabilităţii sistemului trifazic artificial pe LE 060—EA. De asemenea, trebuie arătat că este absolut strict necesar ca beneficiarul locomotivei să asigure o exploatare raţională a sistemului pe LE, asigurîndu-se gresarea periodică a motoarelor şi mai ales controlul periodic al aparatajului de comandă şi supraveghere aferent.

5. Concluzii

La începutul lucrării se prezintă diferitele sisteme de acţionare a serviciilor auxiliare de pe vehicule cu avantajele şi dezavantajele fiecăruia în parte, sistemul care face obiectul lucrării de faţă fiind prezentat mai detaliat.

Apoi urmează prezentarea teoretică a lucrării referitor la dimensionarea elementelor componente ale sistemului artificial, punîndu-se accentul îndeosebi pe regimurile de lucru din exploatare, cu care ocazie se fac anumite recomandări de care trebuie să se ţină seamă la proiectare.

Capitolul trei tratează două probleme importante, prima ocupîndu-se de realizarea practică a sistemului monotrifazat pe LE în funcţie de posibilităţile de dimensionare şi de criteriile tehnico-economice, iar în partea a doua sînt redate condiţiile reale de exploatare a motoarelor într-un astfel de sistem, indicîndu-se şi măsurile practice pentru concepţia şi mai ales pentru execuţia motoarelor şi celorlalte elemente din sistem. Se tratează îndeosebi solicitările motoarelor la un regim termic deosebit, cauzat de variaţiile mari de tensiuni şi îndeosebi de cele de curenţi, la care se adaugă şi regimul deformant cu conţinut pronunţat de armonici, la suprasolicitări ale izolaţiei cauzate de supratensiuni aplicate sau de impuls şi la solicitări mecanice deosebite cauzate de un nivel mare al vibraţiilor.

În ultimul capitol sînt tratate o parte dintre măsurile practice întreprinse pentru ridicarea calitativă a funcţionării şi siguranţei în exploatare a sistemului.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Maşini Electrice, vol. IV. Bucureşti, Ed. tehnică, 1960.

[2] *Bödefeld, Th.* und *Sequenz, H.* Elektrische Maschinen, 6 Auflage. Wien, Springer-Verlag, 1962.

[3] *Eduard v. Rziha.* Starkstromtechnik, Band I, 8 Auflage, Berlin, Wilhelm Ernst-Verlag, 1955.

[4] * * * Elektrische Bahnen, nr. 6, 1968, p. 124 (fig. 20). Descrierea locomotivei electrice 060 EA.

[5] * * * Elektrische Bahnen, nr. 6, 1969, p. 127 (fig. 6). Descrierea locomotivei JZ 441.

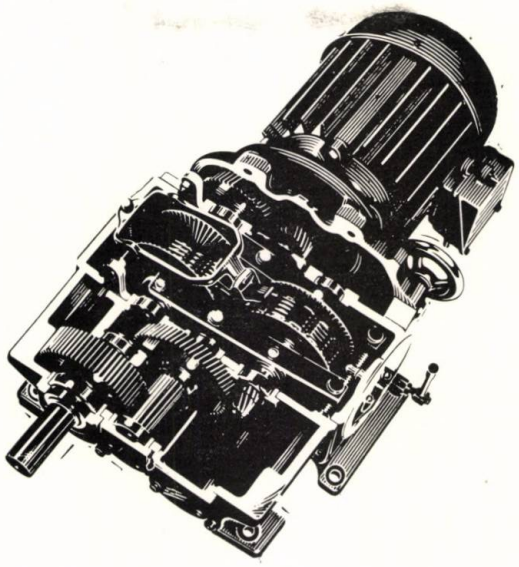
[6] *Sauerland, Fr.* und *Vaske, P.* Symmetriebedingungen für Einphasen — Asynkronmotoren mit Drehstromwicklungen. In: ETZ—A, Bd. **80**, H. 5, 1959, p. 133—138.

[7] *Vaske, P.* Über den Betrieb von Drehstrom — Asynkronmotoren mit Kondensatoren am Einphasennetz. In: ETZ—A, Bd **86**, H. 15, 1965, p. 500—505.

[8] * * * Beurteilungsmasstäbe für mechanische Schwingungen von Maschinen. În: VDI—Richtlinien 2056, oct 1964.

Intrat în redacţie la 10. V. 1973

Variatoare Z



fabricate pentru reglarea continuă a vitezelor, în variante de realizare corespunzătoare exigenţelor specifice, puterilor de transmis, gamei de rapoarte de transmitere şi modului de comandă. În toate ramurile industriale se utilizează variatoare Z simple şi cu transmisie cu sau fără motoare electrice de antrenare, cu comandă manuală sau de la distanţă. Ele reprezintă un element important pentru un mare număr de maşini şi echipamente din ramura maşinilor-unelte şi maşinilor pentru prelucrarea lemnului, precum şi în construcţii, în industriile chimică, alimentară, poligrafică, textilă etc. Proiectanţii noştri vă stau la dispoziţie pentru a satisface toate cerinţele dv. privind variatoarele livrate de

pragoinvest

180 56 PRAHA 9 ČESKOMORAVSKÁ 23
R. S. Cehoslovacia

PUBLICOM

Microscop electronic TESLA BS 540

Acest aparat este destinat, în primul rînd lucrărilor ştiinţifice în laboratoarele de cercetare şi lucrărilor de măsură şi control în sectoarele industriale. Aparatul este totodată dotat cu o mare putere de rezoluţie şi permite foarte rapid găsirea obiectului cercetat, graţie puterii sale rapide şi cîmpului său mare de observare. De asemenea, operarea şi întreţinerea lor sînt foarte simple. Utilizînd acest aparat zilnic, îi veţi aprecia calităţile !

Avantaje :

— puterea de rezoluţie,	7 Å (valoare garantată) ;
— alimentarea de înaltă tensiune,	80 şi 120 kV ;
— puterea de mărire,	100—150 000 x.

Pentru informaţii suplimentare adresaţi-vă Întreprinderii de comerţ exterior :

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

KOVO
Soudružská 2081
Praha 10, Cehoslovacia

TESLA

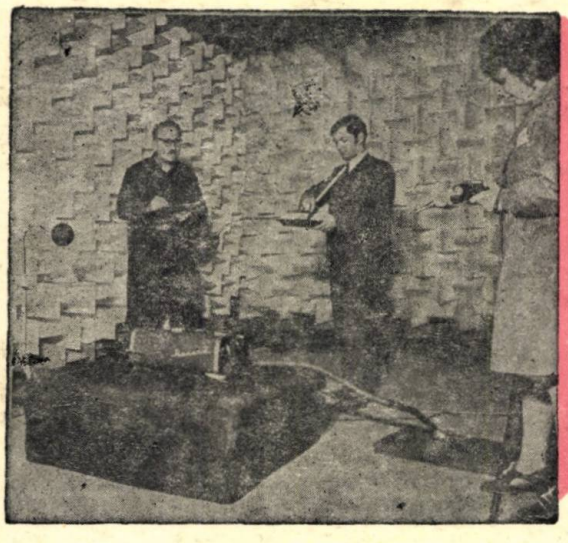
PUBLICOM

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

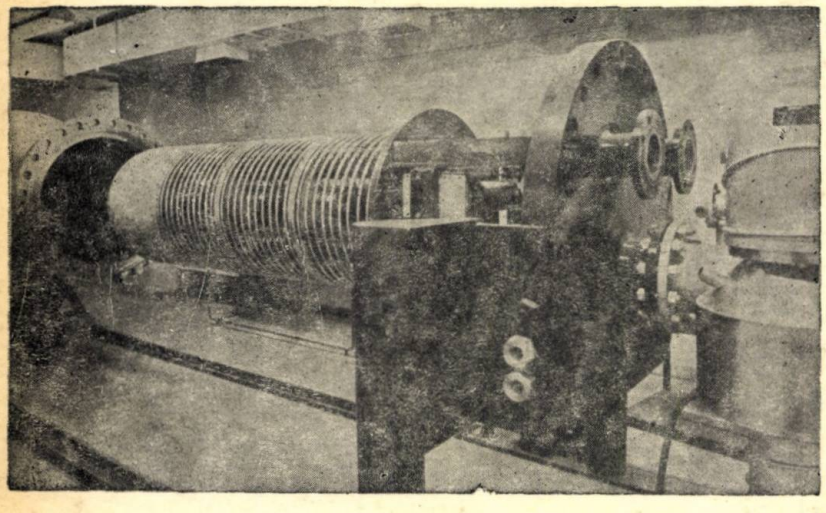
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

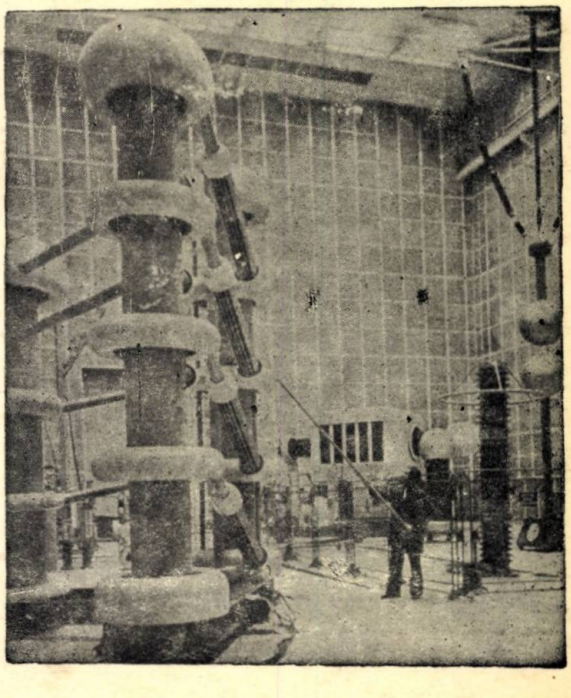


4076 SEP 38

La toate aceste intrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care in această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează in favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 24 • Nr. 5 • IULIE 1976

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 5 iulie 1976

CUPRINS

CZ 629.11.012.8 : 629.11.015

VEHICULE RAPIDE
SUSPENSIE MAGNETICĂ
STABILITATE DINAMICĂ

Boldea, I. : **Asupra performanţelor sistemelor de suspensie magnetică a vehiculelor rapide (300—500 km/h).**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 125

Prin prezentarea sistemelor de suspensie magnetică pentru vehicule cu 300—500 km/h se face o sinteză utilă, dîndu-se calcule pentru sistemul repulsiv şi factorul de calitate a suspensiei.

CZ 538.6 :621.3

FORŢE ELECTRODINAMICE
MOMENTE ELECTRODINAMICE
PUNTEA CONTURULUI ÎN Z

Herşcovici, B. : **Forţe şi momente electrodinamice din puntea conturului în formă de Z, în condiţiile variaţiei unuia din braţe.**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 137

Se dezvoltă relaţii şi reprezentări grafice pentru forţele şi momentele electrodinamice din puntea conturului în formă de Z, cînd variază unul din braţe.

CZ 621.313.001.5

CÎMP MAGNETIC
TURBOGENERATOR
ZONA FRONTALĂ

Stoia, D., Curiac, G. : **Influenţa efectului de capăt asupra cîmpului magnetic din zona frontală a turbogeneratorului.**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 140

Se prezintă o metodă analitică de determinare a repartiţiei cîmpului magnetic datorat efectului de capăt, în zona frontală a turbogeneratoarelor de mare putere.

CZ 62..3.018

INDICATOARE STATICE
SUCCESIUNEA FAZELOR
CALCUL

Ionescu, Fl., Sărăcin, M., Zissu, S. : **Calculul indicatoarelor de succesiune a fazelor.**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 145

Autorii prezintă diagrame de calcul şi calculul complex al dimensionării indicatoarelor de succesiune a fazelor.

CZ 625.282-833.6

LOCOMOTIVA ELECTRICĂ
SERVICII AUXILIARE
MOTOARE ELECTRICE
FENOMENE TRANZITORII

Nerodea, T. : **Alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW seria 0C0—EA din parcul CFR.**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 152

Se stabilesc relaţii analitice de dimensionare a condensatoarelor de defazaj şi a tensiunii pentru faza auxiliară.

CZ 621.311.1

REŢELE ELECTRICE SUBTERANE
REGIM TRANZITORIU
FUNCŢII BESSEL
CÎMP TERMIC

Cruceru, C. : **Consideraţii teoretice şi experimentale referitoare la cîmpul termic generat în reţelele electrice subterane de energie, care funcţionează în regim tranzitoriu.**

E.E.A.— **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 158

O nouă metodă de calcul al încălzirii cablurilor necesară proiectării economice şi exploatării judicioase a reţelelor de cabluri.

CZ 621.2.018.3 :681.142

REGIMURI DEFORMANTE
CALCULATOR NUMERIC

Sasu, M., Sinca, I., Gheorghe, V., Dinculescu, L. : **Determinarea pe calculator numeric a distribuției armonicilor într-o rețea electroenergetică cu regim deformant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 162

Lucrarea prezintă o metodă originală de calcul, pe calculatorul numeric, al distribuției armonicilor de curent și de tensiune din rețelele electroenergetice cu regim deformant.

CZ 621.314.57

CONVERTOARE ELECTROTERMICE
ARC ELECTRIC ȘUNTAT
ASIMETRIE CONSTRUCTIVĂ

Radu, T. : **Optimizarea funcțională la convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric șuntat și asimetrie constructivă.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul, 1976, p. 168

Se expun ecuațiile de funcționare a cuptoarelor trifazate cu arc.

RECENZII 173

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. droc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂTEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R. ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. și tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA* și *AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (*O.I.D.—I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BN—RSR, Fil. Sect.6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1258. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 011226

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA 1083 BUDAPEST

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 629.12.8:629.11.015

АВТОМАШИНЫ БЫСТРЫЕ
СТАБИЛЬНОСТЬ ДИНАМИЧЕСКАЯ
СУСПЕНЗИЯ МАГНИТНАЯ

Болдя, И.: **Относительно характеристик систем магнитной суспензии быстрых автомашин (300—500 км)**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр. 125

Путём представления систем магнитной суспензии для автомашин со скоростью 300—500 км/ч, производится полезный синтез и даются расчёты для репульсивной системы и качественного фактора суспензии.

УДК 538.6:621.3

МОМЕНТЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ
МОСТ Z-ОБРАЗНОГО КОНТУРА
СИЛЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ

Хершкович, Б.: **Электродинамические силы и моменты моста Z-образного контура, в условиях вариации одного из плечей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр. 137

Развиваются соотношения и графические обозначения для электродинамических сил и моментов моста z-образного контура, когда меняется одно из плечей.

УДК 621.313.001.5

ПОЛЕ МАГНИТНОЕ
ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ
ЧАСТЬ ЛОБОВАЯ

Стоя, Д., Куриак, Г.: **Влияние конечного эффекта на магнитное поле лобовой части турбогенератора.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр. 140

Представлен аналитический метод определения распределения магнитного поля в результате конечного эффекта в лобовой части турбогенераторов большой мощности.

УДК 621.3.018

ВЫЧИСЛЕНИЕ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬ ФАЗ
УКАЗАТЕЛИ СТАТИЧЕСКИЕ

Ионеску, Фл., Сэрэчин, М., Зиссу, С.: **Вычисление указателей последовательности фаз.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр. 145

Авторы представляют вычислительные диаграммы и комплексное вычисление для установления размеров последовательности фаз.

УДК 625.282-833.6

ДВИГАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ОБОРУДОВАНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЕ
ПРЕССЫ ПЕРЕХОДНЫЕ
ЭЛЕКТРОВОЗ

Неродя, Т.: **Питание дополнительного оборудования электровоза 5 100 кВт серии 060-ЕА из оснащения румынских железных дорог.**

Е.Е.А. **Electrotehnica, 24**, № 5, июль 1976, стр. 152

Определяются аналитические отношения установления размеров для сдвига фаз конденсаторов и для напряжения дополнительной фазы.

УДК 621.311.1

ФУНКЦИИ БАССЕЛ
ПОЛЕ ТЕРМИЧЕСКОЕ
РЕЖИМ ПЕРЕХОДНЫЙ
СЕТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОДЗЕМНЫЕ

Кручеру, К.: **Теоретические и экспериментальные соображения относительно температурного поля генерируемого в подземных электрических сетях энергии, работающих в переходном режиме.**

Е.ЕА. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр. 158

Новый вычислительныхй метод нагрева кабелей, необходимыи для экономического проектирования и целесообразной эксплуатации кабельных сетей.

УДК 621.3.018.3:681.142

МАШИНА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ЦИФРОВАЯ
РЕЖИМЫ ДЕФОРМИРУЮЩИЕ

Сасу, М., Синка, И., Георге, В., Динкулеску, И.: **Определение на цифровой вычислительной машине распределения гармоник в электроэнергетической сети с деформирующим режимом.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24** № 5, июль 1976, стр. 162

Работа представляет оригинальный вычислительный метод, на цифровой вычислительной машине, распределения гармоник тока и напряжения в электроэнергетических сетях с деформирующим режимом.

УДК 621.314.57

АССИМЕТРИЯ КОНСТРУКТИВНАЯ
ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ШУНТИРОВАННАЯ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЙ

Раду, Т.: **Функциональная оптимизация электротермических трёхфазных преобразователей с шунтированной электрической дугой и с конструктивной ассиметрией.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, № 5, июль 1976, стр, 168

Излагаются уравнения действия трёхфазных дуговых печей.

РЕЦЕНЗИЯ 173

INHALT

DK 629.11.102.8 :629.11.015

SCHNELLFAHRZEUGE
MAGNETISCHE SUSPENSION
DYNAMISCHE STABILITÄT

Boldea, I. : **Uber die Spitzenleistung von Systeien magnetischer Suspension bei Schnellfahrzeugen (300—500 km/St).**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul, 1976, S. 125

Die Darstellung von Systemen magnetischer Suspension für Fahrzeuge von 300—500 km/St bietet eine nützliche Synthese und es enthält Berechnungen für das Abstossystem und für den Gütefaktor der Suspension.

DK 538.6 :612.3

ELEKTRODYNAMISCHE KRAFTE
ELECKTRODYNAMISCHE MOMENTE
BRUCKENSCHALTUNG IN Z

Herşcovici, B. : **Elektrodynamische Kräfte und Momente aus der Z förmigen Brückenschaltung bei Variation eines Zweiges.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul. 1976, S. 137

Es werden Zusammenhänge und graphische Darstellungen für die elektrodynamischen Kräfte und Momente der Z-förmigen Brückenschaltung für den Fall der Variation eines Zweiges entwickelt.

DK 621.313.001.5

MAGNETISCHE FELD
TURBOGENERATOR
STIRNZONE

Stoia, D., Curiac, G. : **Einfluss des Endeffektes auf das magnetische Feld in der Stirnzone des Turbogenerators.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul, 1976, S. 140

Es wird eine analytische Methode für die Festellung der Magnetfeldverteilung entwickelt, welche durch den Endeffekt der Stirnzone eines Hochleistungsturbogenerators hervorgerufen wird.

DK 621.3.018

STATISCHE INDIKATOREN
PHASENFOLGE
BERECHNUNG

Ionescu, Fl., Sărăcin, M., Zissu, S. : **Berechehnung der Phasenfolgeindikatoren.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul, 1976, S. 145

Es werden Berechnungsdiagramme und die Komplexe Berechnung für die Komplexe Dimensionierung der Phasenfolgeindikatoren dargelegt.

DK 625.282 – 833.6

ELEKTRISCHE LOKOMOTIVE
HILFSLEISTUNGEN
ELEKTRISCHE MOTOREN
TRANSISTORISCHE PHANOME

Nerodea, T. : **Stromversorgung der Hilfsleistungen der elektrischen Lokomotive von 5100 kW, Serie 060—EA aus dem CFR—Park.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul. 1976, S. 152

Es werden analytische Beziehungen für die Dimensionierung der Kondensatoren für die Phasenverschiebung und für die Spannung der Hilfsphase entwickelt.

DK 621.311.1

UNTERIRDISCHE LEITUNGSNETZE
NISCHTSTATIONARES BETRIEB
BESSEL FUNKTIONEN
THERMISCHES FELD

Cruceru, C. : **Theoretische und experimentelle Betrachtungen bezüglich des thermischen Feldes, welches im unterindischen Energieleistungsnetz bei nichtstationären Betrieb entsteht.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul. 1976, S. 158

Eine neue Methode der Kabelwörmeberechnung für die wirtschaftliche Projektierung und den rationellen Betrieb der Kabelnetze.

DK 621.3.018.3 :681.142

DEFORMIERENDE BETRIEBSARTEN
DIGITALRECHNER

Sasu, M., Sinca, I., Gheorghe, D., Dinculescu, I. : **Ermittlung der Oberschwingungsveteilung in einem elektromagnetischen Netz in deformirender Betriebsart.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 5, Iul. 1976, S., 162

Es wird eine originelle Rechenmethode mit Hilfe des Digitalrechners der Oberschwingungsverteilung für den Strom und für die Spannung in elektromagnetischen Netzen und deformirenender Betriebsart entwickelt.

DK 621.314.57

ELEKTROTHERMISCHE KONVERTER
ELEKTRISHER LICHBOGEN INM NEBENSCHLUSS
KONSTRUKTIVE ASYMETRIE

Radu, T. : **Funktionelle Optimisierung bei den elektrothermischen Dreiphasenkonverter mit elektrischen Lichtbogen im Nebenschluss und konstruktiver Asymetrie.**

E.E.A. – **Elektrotehnica 24**, Iul. nr. 5, 1976, S. 168

Es werden die Funktionsgleichnungen der Dreiphasenlichtbogenöfen erläutert.

BUCHSBESPRECHUNGEN 173

CONTENTS

DC 629.11.012.8 :629.11.015

FAST VEHICLES
MAGNETIC SUSPENSION
DYNAMIC STABILITY

Boldea, I. : **Performances of Magnetic Suspension Systems for Fast Vehicles (300—500 km/h).**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 125

The paper contains a useful synthesis of the magnetic suspension systems for fast vehicles at 300—500 km/h and the calculul of the repulsive system as well as the suspension quality factor.

DC 538.6 :621.3

ELECTRO-DYNAMIC FORCES
ELECTRO-DYNAMIC MOMENT
Z SHAPED CONTOUR BRIDGE

Herşcovici, B. : **Electro-dynamic forces and moments in a Z shaped contour bridge upon a branch variation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 137

The paper presents the relations and graphic representations of electro-dynamic forces and moments in a Z shaped contour bridge upon a branch variation.

DC 621.313.001.5

END ZONE
MAGNETIC FIELD
TURBOGENERATOR

Stoia, D., Curiac, G. : **Head effect influence upon frontal zone of magnetic field of the turbogenerator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 140

An analytical method for the determination of the magnetic field due to the head in the frontal zone of a high power turbogenerator is presented.

DC 621.3.018

STATIC INDICATORS
PHASE SEQUENCE
COMPUTATION

Ionescu, Fl., Sărăcin, M., Zissu, S. : **Computation of the indicators of phase sequences.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 145

The author present the diagrams and the complex calculus used in sizing phase sequences indicators.

DC 625.282-833.6

ELECTRIC LOCOMOTIVE
AUXILIARY SERVICE
ELECTRIC MOTORS
TRANSIENT PHENOMENA

Nerodea, T. : **Supply of the auxiliary services of a 5100 kW, 060—EA electric locomotive in the railway stock.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 152

Analytic relations for sizing lagging capacitors and auxiliary phase voltage are established.

DC 621.311.1

UNDERGROUND NETWORKS
TRANSITORY REGIM
BESSEL FUNCTIONS
THERMAL FIELD

Cruceru, C. : **Theoretical and experimental considerations referring to the thermal field generated in underground power networks operating in a transitory regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 158

The paper presents a new computational method for cable heating which is necessary in the economical design and rational operation of cable networks.

DC 621.3.018.3 :681.142

DISTORTING REGIME
DIGITAL COMPUTER

Sasu, M., Sinca, I., Gheorghe, V. : Dinculescu, I. : **Determination of the harmonic distribution in a power network with distorting regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul 1976, p. 162

The paper presents an original method for the computation on a digital computer of the current and voltage harmonic distribution in power networks working in distorting regimes.

DC 621.314.57

ELECTRO-THERMAL CONVERTERS
SHUNTED ELECTRIC ARC
CONSTRUCTIONAL ASYMMETRY

Radu, T. : **Functional optimization in three-phase electrothermal convertors with shunted electric arc and constructional asymmetry.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 5, iul. 1976, p. 168

Functional equations for three-phase arc ovens are presented.

REPORTS 173

SOMMAIRE

CD 629.11.012.8 :629.11.015

VEHICULES RAPIDES
SUSPENSION MAGNETIQUE
STABILITE DYNAMIQUE

Boldea, I. : **Sur les performances des systèmes de suspension magnétique des véhicules rapides (300—500 km/h).**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 125

En présentant les systemes de suspension magnétique pour les véhicules avec une vitesse de 301—500 km/h on

obtient une synthèse utile. On donne des calculs pour le système répulsif tout comme pour le facteur de qualité de la suspension.

CD 538.6 :621.3

FORCES ELECTRODYNAMIQUES
MOMENTS ELECTRODYNAMIQUES
PONT DU CONTOUR EN Z

Herşcovici, B. : **Des forces et des moments électrodynamiques du pont du contour en Z dans les conditions de la variation d'un des bras.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 137

On développe des relations et des représentations graphique pour les forces et les moments électrodynamiques du pont du contour en Z, pendant la variation d'un des bras.

CD 621.313.001.5

CHAMP MAGNETIQUE
PARTIE FRONTALE
TURBOALTERNATEUR

Stoia, D., Curiac, G. : **L'influence de l'effet de but sur le champ magnetique de zone frontale de turboalternateur.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 140

On présente une méthode analytique de détermination de la répartition du champ magnétique due au effet de but, dans la partie frontale d'un turboalternateur.

CD 621.3.018

INDICATEURS STATIQUES
SUCCESSION DES PHASES
CALCUL

Ionescu, Fl., Sărăcin, M., Zissu, S. : **Le calcul des indicateurs de succesion des phases.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 5, iu 1976, p. 145

Les autheurs présentent des diagrammes de calcul et le calcul complexe pour le dimensionnement des indicateurs de succession des phases.

CD 625.282-833.6

LOCOMOTIVE ELECTRIQUE
SERVICE AUXILIAIRES
MOTEURS ELECTRIQUES
PHENOMENES TRANSITIORES

Nerodea, T. : **L'alimentation des sevices auxiliaires de la locomotive éleélectrique de 5100 kW série 060—EA de C.F.R.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul. 1976, p. 152

On établit des relations analytiques concernant le dimensionnement des condensateurs de déphasage et de la tension pour le phase auxiliaire.

CD 621.311.1

RESEAUX ELECTRIQUES SOUTERRAINES
REGIME TRANSITOIRES
FONCTIONS BESSEL
CHAMP THERMIQUE

Cruceru, C. : **Considérations théoriques et expérimentales concernant le champ thermique crée dans les réseaux électriques souterraines, qui fonctionnent en régime transitoire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 158

On présente une methode nouvelle de calcul du chauffage des cables, néccessaire pour la porjection économique et pour l'exploitation judicieuse des réseaux des câbles.

CD 621.3.018.3 :681.142

REGIMES DEFORMANTES
CALCULATEUR NUMERIQUE

Sasu, M., Sinca, I., Gdeorghe, V., Dinculescu, I. : **La détermination de la distribution des armoniques dans une réseau électroénergique avec un régime déformant.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 162

L'ouvrage présente une methode originale de calcul de la distribution des armoniques de courant et de tension des réseaux électroénergétiques, avec un régime déformant.

CD 621.314.57

CONVERTEURS ELECTROTERMIQUES
ARC ELECTRIQUE SHUNTE
ASIMETRIE CONSTRUCTIVE

Radu, T. : **L'optimisation fonctionnelle des converteurs électrothermiques triphasés avec un arc électrique shunté et asimetrie constructive.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 5, iul 1976, p. 168

On expose les équations de fonctionnement des fours triphasés à arc.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Anul 24 ELECTROTEHNICA nr. 5 Bucureşti, iulie 1976

CZ 629.11.012.8 :629.11.015

VEHICULE RAPIDE
SUSPENSIE MAGNETCĂ
STABILITATE DINAMICĂ

Asupra performanţelor sistemelor de suspensie magnetică a vehiculelor rapide (300—500 km|h)

ION BOLDEA* — TIMIŞOARA

1. Introducere

În cazul vehiculelor rapide (300—500 km/h) suspensia cu roţi poate fi utilizată cu succes numai dacă *linia de rulare* este executată cu deosebită precizie.

Execuţia şi întreţinerea unei astfel de linii este extrem de dificilă, iar din punct de vedere al eficienţei energetice, la viteze de peste 400 km/h, suspensia cu roţi este inferioară sistemelor neconvenţionale de suspensie pe pernă de aer sau magnetică. Aceste motive practice impun utilizarea unei suspensii care nu presupune un contact mecanic între vehicul şi calea de rulare. Cu alte cuvinte, vehiculul zboară (este levitat) la o mică înălţime (sub 0,3 m) deasupra căii.

Prin levitaţia vehiculului se înţelege starea de echilibru stabil sau instabil faţă de calea de rulare, fără a fi necesar un contact mecanic între cele două părţi. Analizînd diferitele metode de levitaţie a vehiculelor rapide, două sisteme s-au impus cu deosebire : *sistemul cu pernă de aer şi magnetic.*

Levitaţia pe pernă de aer este, astăzi aproape total depăşită la vehiculele rapide (destinate transportului de călători) din cauza zgomotului mare pe care îl produce şi a puterii relativ mari cerute pentru a levita vehiculul, chiar la întrefier redus (2—3 cm). Astfel, suspensia magnetică apare ca procedeu unic de viitor în acest domeniu.

Cercetări extrem de laborioase, teoretice şi experimentale, au fost făcute şi sînt în curs de desfăşurare pentru a se găsi sistemul optim de levitaţie magnetică [1]—[29]. S-au luat în consideraţie o multitudine de soluţii. În cele ce urmează se prezintă o privire unitară asupra aceastora. Deşi gîndite pentru mare viteză, parte din soluţiile propuse pot fi utilizate cu succes la vehicule cu viteze mici sau mijlocii (transportul în oraşe).

2. Clasificare. Sisteme de interes practic

Există mai multe considerente, pe baza cărora se poate face o clasificare a sistemelor de suspensie magnetică.

a. Din punct de vedere al tipului forţei dezvoltate deosebim : *sisteme cu caracter atractiv şi sisteme cu caracter repulsiv.* Ambele utilizează un sistem de electromagneţi pe vehicul (sau chiar magneţi permanenţi [13]), „calea de rulare" fiind de tip feromagnetic la sistemele atractive, şi de tip pur conductor, nemagnetic, la cele repulsive.

b. Din punct de vedere al electromagneţilor aceştia pot fi : *uzuali* (la sistemele atractive, în special), magneţi *permanenţi* cu cîmp controlabil [14] sau de *tip supraconductor* (fără miez fermagnetic), în cadrul sistemelor repulsive.

Sistemele atractive se bazează pe forţa de atracţie între electromagneţii (cu miez feromagnetic) de pe vehicul şi calea feromagnetică (placă sau profil *U* sub care *„plutesc"*. Sistemele repulsive se bazează pe repulsia dintre curenţii continui ai magneţilor supraconductori de pe vehiculul aflat în mişcare şi curenţii indusi de aceştia, în calea de rulare conductoare. Deci, sistemele repulsive produc forţe de levitaţie reduse la viteze reduse şi numai sistemele

* Dr. ing. *Ion Boldea* este şef de lucrări la Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara.

atractive pot fi utilizate complet, chiar de la viteza zero. În concluzie, în prezent, există două sisteme magnetice, de cel mai mare interes practic, ale căror părți componente sînt sintetizate în tabelul alăturat.

Tipul suspensiei	Părți așezate pe vehicul	Tipul căii de rulare a secundarului
Atractiv (fig. 1)	Electromagneți cu miez feromagnetic alimentați în curent continuu	Placă sau profil *U* răsturnat, de natură feromagnetică, așezate de fiecare parte laterală a vehiculului
Repulsiv (fig. 2)	Magneți supraconductori puternici de polaritate alternantă (alimentați în curent continuu)	Placă de aluminiu, sau un șir de bobine conductoare scurtcircuitate, sau o colivie conductoare (fără miez feromagnetic)

Utilizarea magneților permanenți controlabili este astăzi o propunere singulară [14] și datorită, în special, întrefierurilor extrem de reduse, la care lucrează (2—3 cm) nu se apreciază că reprezintă o soluție pentru vehiculele cu suspensie magnetică, cel puțin în viitorul apropiat.

La sistemele atractive se poate adăuga motorul sincron liniar omopolar și cel reactiv [16], care produc simultan propulsia și suspensia vehiculului, iar la sistemele repulsive, motorul de inducție liniar unilateral, cu inductor pe vehicul, alimentat la frecvența nominală industrială, al cărui indus este format dintr-o placă groasă de aluminiu (15—20 mm). Acestea sînt cele două sisteme integrate pe propulsie și suspensie și, în timp ce primul a fost studiat [16], asupra celui de-al doilea nu există încă date cantitative. De aceea, în cele ce urmează vom prezenta numai cele două sisteme de bază (fig. 1 și 2).

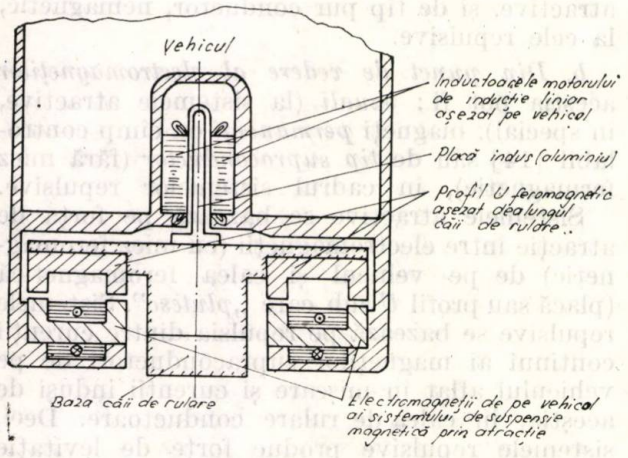


Fig. 1. Sistem de suspensie atractiv.

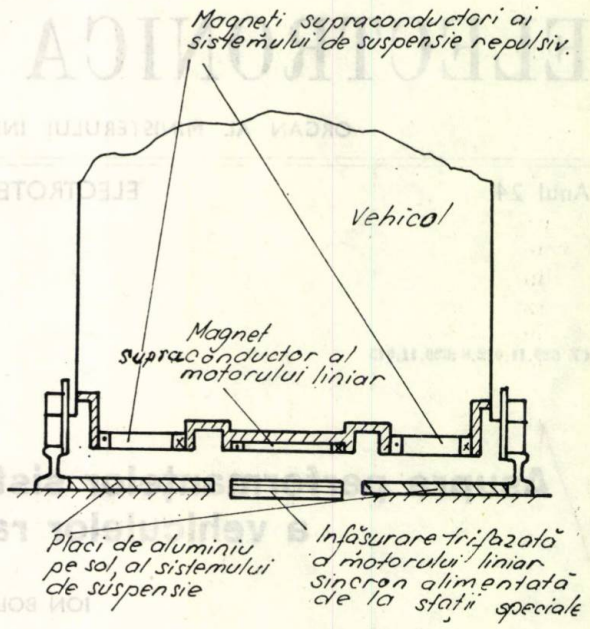


Fig. 2. Sistem de suspensie repulsiv.

3. Factorul de calitate și stabilitatea statică a suspensiei magnetice

3.1. Factorul de calitate a suspensiei. Așa cum s-a arătat mai sus, la sistemele repulsive sînt induși curenți în calea conductoare, iar în cazul sistemelor atractive, cel puțin la viteze mari, apar curenți turbionari în placa sau profilul *U* feromagnetic. Aceștia produc pierderi Joule, în secundar, care sînt „acoperite" energetic de sistemul de propulsie.

Deci, în general, pe lîngă forța de levitație F_L (pe verticală), apare o forță de frînare, numită magnetică, F_d. Mai mult, dacă în cazul sistemelor repulsive magneții supraconductori cer o putere neglijabilă (de ordinul a 10—30 W pe un vehicul de 45 t), cele atractive cer o putere P_1 pentru alimentarea electromagneților de pe vehicul.

Dacă notăm cu V_s viteza nominală a vehiculului și prin mg greutatea vehiculului (care trebuie contracarată de forța de levitație F_L), se definește ca factor de calitate a suspensiei, G_L :

$$G_L = \frac{mg}{F_d + \dfrac{P_1}{V_s}}.$$

La proiectarea sistemului trebuie luat în considerație și raportul dintre greutatea suspendată și greutatea proprie a magneților.

3.2. Stabilirea statică a suspensiei. Dacă se are în vedere numai suspensia, se poate demonstra că sistemele repulsive pot fi stabile static, cînd cele atractive sînt instabile [16].

În cele ce urmează se consideră criteriu al stabilității statice a suspensiei semnul raportului

$$S_z = \frac{\frac{\partial F_L}{\partial z}}{F_L}, \qquad (1)$$

unde Z este coordonata pe verticală.

Dacă $S_z > 0$ sistemul poate fi static stabil, iar dacă $S_z < 0$ sistemul este instabil (aceasta în cazul cînd considerăm sensul pozitiv în sus, pe verticală). S_z este, de fapt, rigiditatea suspensiei.

Pentru a asigura stabilitatea statică, sistemele de atracție necesită un control al curentului electromagneților în funcție de întrefier. Trebuie observat că, în special, datorită curenților extrem de puternici $I_s = (2 \div 6) \cdot 10^5$ A spire, ai magneților supraconductori sistemele repulsive funcționează la întrefieruri de (10÷30 cm), timp în care cele atractive lucrează eficient la întrefieruri de (1÷3 cm).

Rigiditatea suspensiei S_z este de extremă importanță în asigurarea confortului călătorilor.

În general $S_z = 3$,[17] ar fi o valoare care ar limita accelerațiile și frecvența oscilațiilor pe verticală la valori ușor de suportat de pasageri pe o cale de rulare normală.

În realitate, după cum se va vedea, $S_z > 3$ și, deci, un sistem secundar de suspensie „moale" a cabinei călătorilor poate deveni necesar [17], în cazul sistemelor atractive, în timp ce un sistem de control dinamic activ adecvat poate asigura, pe căi normale, o călătorie confortabilă.

4. Sisteme de suspensie repulsive cu magneți supraconductori pe vehicul

Chiar în cadrul sistemelor repulsive au fost propuse mai multe soluții de interes practic privind construcția căii de rulare și așezarea magneților supraconductori pe vehicul. Distingem deci :

a. Sistemul cu inductor (magneți) unilateral (fig. 2), *cu indus* : *a*1 — placă din aluminiu [15] (fig. 2); *a*2 — colivie [18] (fig. 3); *a*3 — șir de bobine scurtcircuitate [18] (fig. 4); *a*4 — cu indus bilateral (din bobine de construcție specială (fig. 5a).

b. Siteme cu inductor (magneți) bilateral și indus-placă [19] (fig. 5b).

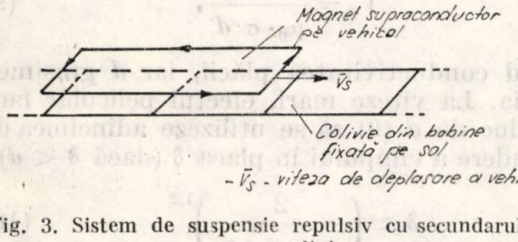


Fig. 3. Sistem de suspensie repulsiv cu secundarul de tip colivie.

Indus în formă de placă. Pentru a înțelege mai îndeaproape principiul de funcționare, presupunem un șir de magneți cu polaritate alternativă, fixați în plan orizontal pe vehiculul care este propulsat (de un sistem separat de propulsie), paralel cu o placă de aluminiu de lățime infinită (fig. 6).

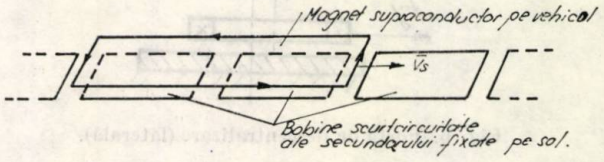


Fig. 4. Sistem de suspensie repulsiv cu secundarul din bobine scurtcircuitate.

În timp ce componentele transversale ale curenților induși în placă vor interacționa cu laturile transversale ale magneților, producînd o forță de frînare magnetică, F_d, componentele longitudinale vor interacționa cu laturile longitudinale ale magneților, producînd o forță de repulsie (de levitație) F_L.

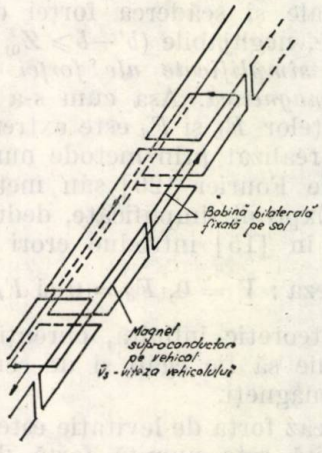


Fig. 5a. Sistem de suspensie repulsiv cu bobine bilaterale fixate pe sol.

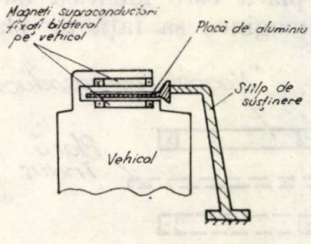


Fig. 5b. Sistem de suspensie repulsiv cu magneți fixați bilateral pe vehicul.

Este ușor de înțeles că, în general, cu cît magneții vor fi mai lungi (în direcția de mișcare) și mai înguști, forța de levitație F_L va fi mai mare iar cea de frînare F_d mai mică.

Dacă se ține seamă că placa de aluminiu are lățime finită, atunci se înțelege că apare

un fenomen similar cu efectul transversal de capăt de la motoarele de inducție liniare [20], însoțit de o scădere a forței de levitație F_L și de apariția unei forțe laterale, transversale de descentralizare F_t (fig. 6). Astfel, lateral, sistemul este instabil și, prin urmare, ghidarea

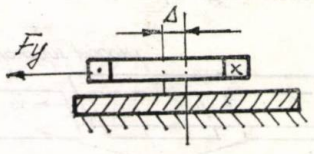


Fig. 6. Forța de descentralizare (laterală).

laterală a vehiculului este o problemă ce trebuie rezolvată. Sistemele de levitație, ghidare și propulsie (fiind în plane perpendiculare) interacționează foarte puțin și pot fi studiate separat cu erori rezonabile.

Calculul simultan al forțelor de levitație, frînare și ghidare este foarte complicat [20].

S-a dovedit, prin calcule laborioase și experimental [20], că dacă placa este mai lată decît magnetul, de fiecare parte, cu o lungime mai mare sau egală cu întrefierul Z_0, influența forței laterale și scăderea forței de levitație sînt, practic, neglijabile ($b'-b \geqslant Z_0$, $c'-b \geqslant Z_0$.

Expresii simplificate ale forței de levitație și frînare magnetică. Așa cum s-a menționat, calculul forțelor F_L și F_d este extrem de dificil și poate fi realizat prin metode numerice, utilizînd seriile Fourier [20] sau metoda imaginilor [4]. Expresii simplificate, deduse pe baza celor date în [15] introduc erori rezonabile.

Dacă viteza : $V = 0$, $F_d = 0$ și $F_L = 0$, (3)

la o viteză teoretic infinită, curenții induși în placă trebuie să fie egali și de semn contrar cu cei din magneți.

În acest caz forța de levitație este maximă și această limită este numită forță de levitație imagine F_{Li}. Calculul acestei forțe limită este simplu doarece în acest caz interacțiunea dintre magneți și placă este identică cu cea dintre magnet și imaginea sa față de placă (fig. 7).

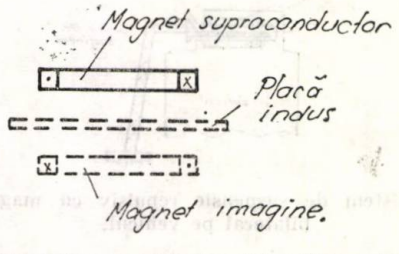


Fig. 7. Magnetul supraconductor și imaginea sa în raport cu placa indus.

Relația de calcul pentru un magnet este :

$$F_{Li} = -\frac{\partial W_m}{\partial z} = -I_s^2\left(\frac{\partial M_L}{\partial z}\right) z = 2Z_0, \quad (4)$$

unde M_L este inductivitatea de cuplaj dintre magnet și imaginea sa, situate la distanța $Z = 2\,Z_0$.

Utilizînd formula lui Neumann [21], se obține :

$$M_L = \frac{\mu_0}{2}\left\{L\left\{\ln\left(\frac{L}{2Z_0}+\left[1+\left(\frac{L}{2Z_0}\right)^2\right]^{1/2}\right)-\right.\right.$$

$$-\left[1+\left(\frac{2Z_0}{L}\right)^2\right]^{1/2}+\frac{2Z_0}{L}\left.\right\}+W\left\{\ln\left(\frac{w}{2Z_0}+\right.\right.$$

$$+\left[1+\left(\frac{w}{2Z_0}\right)^2\right]^{1/2}\Bigg)-\left[1+\left(\frac{2Z_0}{w}\right)^2\right]^{1/2}+$$

$$\left.\left.+\frac{2Z_0}{w}\right\}-L\left\{\ln\left(\left(\frac{L}{w^2+4Z^2}\right)^{1.2}+\right.\right.\right.$$

$$+\left[1+\frac{L^2}{w^2+4Z_0^2}\right]^{1/2}\Bigg)-\left[1+\frac{(w^2+4Z_0^2)}{L^2}\right]^{1/2}+$$

$$\left.+\frac{(w^2+4Z_0^2)^{1/2}}{L}\right\}-w\left\{\ln\left(\left(\frac{w}{L^2+4Z_0^2}\right)^{1/2}+\right.\right.$$

$$+1+\left[\frac{w^2}{L^2+4Z_0^2}\right]^{1/2}\Bigg)-\left[1+\frac{L^2+4Z_0^2}{w^2}\right]^{1/2}+$$

$$\left.\left.+\frac{(L^2+4Z_0^2)^{1/2}}{w}\right\}\right\}, \quad (5)$$

unde L este lungimea magnetului, iar w, lățimea sa.

Considerînd că pe vehicul sînt N magneți, forța de levitație imagine totală se poate scrie aproximativ :

$$F_{LI} = N \cdot F_{Li}. \quad (6)$$

Dacă lungimea bobinelor este mare în raport cu întrefierul Z_0, iar bobinele sînt înguste [15], atunci forțele de suspensie și frînare se pot scrie sub forma :

$$F_L = F_{Li}\left\{1-\frac{1}{\left[1+\left(\frac{V}{V_0}\right)^2\right]^{1/n}}\right\}; \quad (7)$$

$$F_d = \frac{V_0}{V}\cdot F_L, \quad (8)$$

unde :

$$V_0 = \frac{2}{\mu_0 \cdot \sigma \cdot d}, \quad (9)$$

σ fiind conductivitatea plăcii, iar d grosimea acesteia. La viteze mari, efectul pelicular face ca în loc de d (9) să se utilizeze adîncimea de pătrundere a cîmpului în placa δ (dacă $\delta < d$) :

$$\delta \approx \left(\frac{2}{\omega_{ef} \cdot \mu_0 \cdot \sigma}\right)^{1/2}, \quad (10)$$

unde :

$$\omega_{ef} = V \frac{\pi}{\tau_{ef}}, \qquad (11)$$

este frecvența unghiulară echivalentă a curenților induși. Trebuie observat că ω_{ef} este o aproximație matematică ce ține seama de fundamentala și armonicile superioare ale curenților induși. Deci, ω_{ef} depinde în mare măsură de dimensiunile magneților și de întrefierul Z_0 [15].

De exemplu, dacă $Z_0 \ll L$ și magnetul este îngust $w \ll L$, se poate scrie aproximativ [15], că :

$$\tau_{ef} = 8 \times Z_0. \qquad (11')$$

Coeficientul n din expresia (7) depinde din nou de geometria magneților și de întrefier și, de exemplu, pentru un magnet de dimensiuni $L = 3$ m; $W = 0{,}5$ m, $n = 0{,}2$. Grosimea plăcii acceptată azi [15] este $d = (20-25)$ mm, în acest caz $V_0 = 1{,}8$, m/s. În fiecare caz n, τ_{ef} trebuie determinați pe baza rezultatelor precise obținute prin metode numerice [4], [20]. În cazul de mai sus, considerat ca posibil, pentru $Z_0 = 0{,}3$ mm, la o viteză $V_s = 130$ m/s, obținem $\delta = 24{,}4$ mm și deci (9) poate fi utilizată pentru întregul domeniu de viteze.

Exemplu numeric. Pentru un vehicul de 45 t [15], utilizînd magneții și placa-indus de dimensiunile menționate, pentru a obține la $V_s = 130$ m/s, o forță de levitație $F_L = 4.5.10^5$, N, trebuie să alegem o forță limită (imagine) $F_{LI} = 5{,}495.10^5$ N. Curentul în bobinele supraconductoare este $I_s = 2{,}315.10^5$ A spire și în acest caz 12 magneți (cîte 6 de fiecare parte a vehiculului) pot levita vehiculul la $V_s = 130$ m/s (pentru detalii asupra performanțelor magneților supraconductori a se vedea [15]).

Utilizînd relațiile (7), (8) și (1) (în care $P_1 = 0$) în figura 8 sînt date variațiile forței de levitație

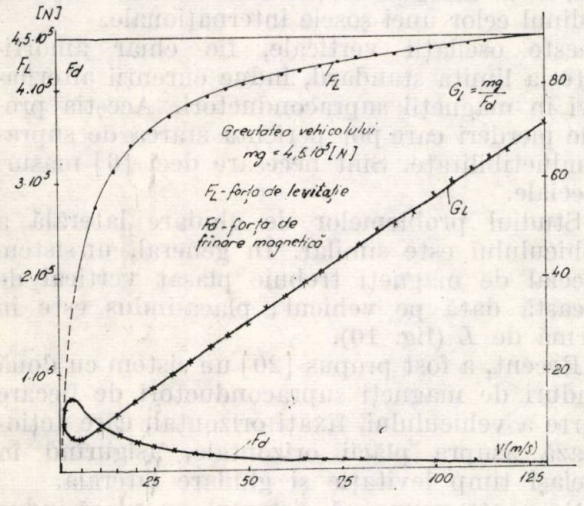


Fig. 8. Forțele de levitație și cea de frînare, precum și factorul de calitate a suspensiei repulsive în funcție de viteză.

F_L, de frînare magnetică F_d, și factorul de calitate G_L, în funcție de viteză, pentru datele de mai sus.

Alura variației forței de frînare F_d cu viteza este tipică unui motor asincron liniar, alimentat la curent continuu constant, în care caz $V = 0$ ar corespunde sincronismului, iar $V = 130$ m/s ar corespunde regimului de pornire.

În zona vitezelor reduse, $V_0 = 1{,}8$ m/s, apare un maxim $F_{dm} = 0{,}7.10^5$, N, care trebuie evitat, sau învins de sistemul de propulsie.

Valoarea încet crescătoare a forței de levitație cu viteza arată că în timpul accelerării și decelerării este necesar un sistem auxiliar de suspensie (cu roți, de exemplu). Deci, pentru a evita forța relativ mare de frînare magnetică F_d, placa indus va lipsi pe porțiunea în care vehiculul accelerează de la $V = 0$, la circa 100 km/h, apoi placa este introdusă gradat pe o lungime de aproximativ 10 m, iar apoi este în poziție normală.

În schimb, la decelarea vehiculului F_d este extrem de utilă și eficace la viteze sub 100 km/h, și combinată cu frînarea aerodinamică, la viteze peste 100 km/h, poate asigura un sistem economic și eficient de frînare.

Stabilitatea dinamică a suspensiei. Deși static stabil, din punct de vedere dinamic, sistemul repulsiv trebuie studiat foarte atent.

Pentru a obține caracteristicile mișcării pe verticală se va nota prin :

$$Z_1 = Z(t) - Z_0, \qquad (12)$$

deviația din poziția de echilibru, datorită unui factor neprevăzut.

Ecuația mișcării pe verticală se poate scrie :

$$m \frac{d^2 z_1}{dt^2} = - I_s^2 \cdot N \cdot \left[1 - \left[1 + \left(\frac{V}{V_0} \right)^2 \right]^{-n} \right] \cdot \frac{\partial M}{\partial z} - mg. \qquad (13)$$

Presupunînd că $V = \text{const.}$ și că deplasările sînt mici (din poziția de echilibru), ecuația (13) se poate scrie :

$$\frac{d^2 z_1}{dt^2} = - \frac{N I_s^2}{m} \cdot \left[1 - \left[1 + \left(\frac{V}{V_0} \right)^2 \right]^{-n} \right] \left(\frac{\partial^2 M}{\partial z^2} \right)_{z = 2z_0} \cdot z_1(t). \qquad (14)$$

Este de înțeles că :

$$- N I_s^2 \cdot \left(\frac{\partial M}{\partial z} \right)_{2 = 2z_0} \cdot \left[1 - \left[1 + \left(\frac{V}{V_0} \right)^2 \right]^{-n} \right] = mg. \qquad (15)$$

Soluția acestei ecuații se poate scrie sub forma :

$$z_1(t) = A \cos(\gamma t + \varphi), \tag{16}$$

unde :

$$\gamma = \left[-g \left(\frac{\partial^2 M}{\partial z^2} \Big/ \frac{\partial M}{\partial z} \right)_{z = z_0} \right]^{1/2} \tag{17}$$

Utilizînd (15) se va găsi că rigiditatea suspensiei S_z este :

$$S_z = 7{,}9, \tag{18}$$

iar $\gamma = 8{,}75$ și deci frecvența proprie de oscilație este $f_0 = \gamma/2\pi = 1{,}39$ Hz. După cum se observă, oscilațiile sînt neamortizate, iar rigiditatea suspensiei $S_z > 3$ și deci un sistem de control (de amortizare) a acestor oscilații este necesar pentru a asigura stabilitatea dinamică.

Metode numerice laborioase [23] au arătat că (17) poate fi utilizată cu succes la calculul sistemului de control al stabilității dinamice.

Controlul stabilității dinamice. Este necesară amortizarea oscilațiilor prezentate și, ceea ce este mai dificil, a celor date de neregularitățile inerente ale plăcii indus. Amortizarea este posibilă prin mijloace pasive (o placă de aluminiu plasată sub magneți [15]).

A fost dovedit că un astfel de sisteme pasiv nu este capabil [15] să asigure stabilitatea și confortul călătorilor, în cazul unor neregularități mai mari ale căii de rulare (asigurarea unui sistem secundar de suspensie „moale" a cabinei poate îndeplini condițiile necesare, dar este costisitoare).

Un sistem de control activ, plasînd pe vehicul cîte o bobină identică sub o parte (cel puțin) din magneții supraconductori pare soluția cea mai bună ([15], fig. 9).

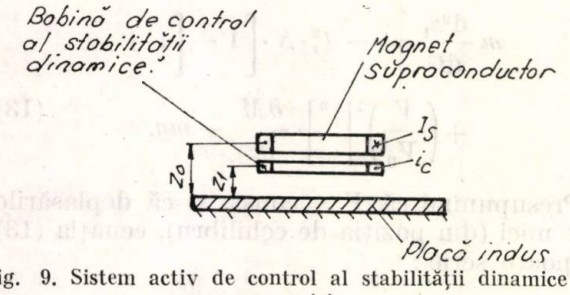


Fig. 9. Sistem activ de control al stabilității dinamice a suspensiei.

Se notează cu I_c curentul din bobina de control M_{cc} — inductivitatea dintre bobina de control și imaginea sa, iar cu M_{Lc} — inductivitatea mutuală dintre magnetul supraconductor și imaginea bobinei de control. Ecuația mișcării pe verticală se poate scrie din nou (neglijînd influența neregularității căii) :

$$m \frac{d^2 z_1}{dt^2} = -K_v \left[I_s^2 \frac{\partial M_L}{\partial z} - 2 I_s i_c(t) \frac{\partial M_{Lc}}{\partial z} - i_c^2(t) \cdot \frac{\partial M_{cc}}{\partial z} \right] - mg, \tag{19}$$

unde :

$$K_v = 1 - \left[1 + \left(\frac{V}{V_0} \right)^2 \right]^{-n}. \tag{20}$$

Pentru deviații mici, neglijînd termenul conținînd i_c^2 (căci $i_c \leqslant 0{,}1\ I_s$) și impunînd faptul ca I_c să fie proporțional cu viteza pe verticală :

$$i_c(t) = \xi_0 \frac{dz_1}{dt}, \tag{21}$$

ecuația de mișcare devine :

$$\frac{d^2 z_1}{dt^2} = -\frac{I_s^2 \cdot K_v}{m} \left(\frac{\partial^2 M_L}{\partial z^2} \right)_{z = z_0} \cdot z_1(t) - 2\xi \frac{I_s \cdot K_v}{m} \left(\frac{\partial M_{Lc}}{\partial z} \right)_{z = z_0 + z_c} \cdot \frac{dz_1}{dz}. \tag{22}$$

Aceasta este o ecuație tipică în care oscilațiile sînt amortizate cu constanta de timp T :

$$T = \frac{m}{I_s^2 K_v \cdot \xi \left| \dfrac{\partial M_{Lc}}{\partial z} \right|_{z = z_0 + z_c}}. \tag{23}$$

Avînd în vedere că procesul de amortizare durează aproximativ 5 T, este necesar ca $T < 1$, s, de unde se poate calcula ξ.

A fost demonstrat [15], cel puțin teoretic, că $i_{c\,max} \leqslant 0{,}1 \cdot I_s$.

Pînă aici neregularitățile căii de rulare nu au fost luate în considerație. Confortul călătoriei a fost definit în [15] și, în fapt, condițiile standard limitează accelerația verticală admisă, în funcție de frecvența oscilațiilor. Neregularitățile periodice ale plăcii trebuie introduse în (22).

Urmînd această cale în [15] controlul activ de tipul descris mai sus a fost găsit corespunzător, dacă neregularitățile căii de rulare sînt de ordinul celor unei șosele internaționale.

Aceste oscilații verticale, fie chiar amortizate la limita standard, induc curenții alternativi în magneții supraconductori. Aceștia produc pierderi care pot periclita starea de supraconductibilitate. Sînt necesare deci [6] măsuri speciale.

Studiul problemelor de ghidare laterală a vehiculului este similar. În general, un sistem special de magneți trebuie plasat vertical de această dată pe vehicul ; placa-indus este în formă de L (fig. 10).

Recent, a fost propus [20] un sistem cu două rînduri de magneți supraconductori de fiecare parte a vehiculului, fixați orizontal, care acționează asupra plăcii orizontale, asigurînd în același timp levitație și ghidare laterală.

Se poate spune că sistemul cu placă-indus poate asigura levitația stabilă la viteze mari

(130—150 m/s), sub aceste viteze adică la accelerare şi frînare este necesar un sistem adiţional (cu roţi) de suspensie.

Indusul de tip colivie. Desi sistemul cu bobine separate scurtcircuitate (ca secundar) a fost

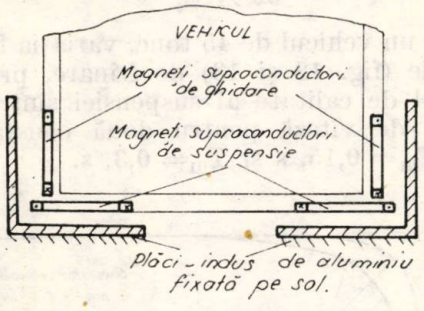


Fig. 10. Sistem de ghidare cu bobine supraconductoare.

propus în locul plăcii-indus [18], colivia pare o soluţie şi mai avantajoasă [18].

Problemele de stabilitate sînt similare şi nu vor mai fi abordate. Apar însă, în general, pulsaţii în timp în forţa de levitaţie şi de frînare, datorită caracterului discret al coliviei.

În general, dacă notăm cu L_T pasul de aşezare a magneţilor pe vehicul, numărul bobinelor coliviei aşezate sub un magnet este $n_a = \frac{L_T}{L_R}$ (fig. 11).

$$+ [i_0(x_0, t) - i_0(x_0 - L_R, t)] R_t +$$

$$+ [i_0(x_0 + L_R, t) - i_0(x_0, t)] R_t -$$

$$- M_{01} [i_0(x_0 + L_R, t) + i_0(x_0 - L_R, t)] =$$

$$= -\frac{d\Phi}{dt}(x_0, t) = U_e(x_0, t), \qquad (24)$$

unde Ø este fluxul creat de magneţii de pe vehicul într-o bobină a coliviei, iar U_e, tensiunea indusă corespunzătoare.

Dacă numărul magneţilor $N > 6$ se poate considera aproximativ că U_e are o variaţie periodică cu perioada $2L_T$ şi, deci, se poate descompune în armonici :

$$U_e = \sum U_{eK} \cdot \cos K\left(\omega t + \frac{\pi x_0}{L_T}\right); \qquad (25)$$

$$\omega = \pi . V/L_T, \qquad (26)$$

similar pentru curentul indus :

$$i_0(x_0, t) = \sum i_{0K} \cdot \cos\left(K\left(\omega t + \frac{\pi x_0}{L_T}\right) + \varphi_K\right). \qquad (27)$$

Utilizînd (26) şi (27) în (24), se obţine :

$$i_0(x_0, t) = \sum_{k=1} \frac{U_{eK} . \cos\left(K\left(\omega t + \frac{\pi}{L_T} x_0\right) + \varphi_0\right)}{\sqrt{\left[2R_L + 2R_t\left(1 - \cos K\frac{L_R}{L_R}\right)\right]^2 + K^2\omega^2\left[L_c - 2M_{01} \cdot \cos\left(K\frac{\pi L_R}{L_T}\right)\right]^2}}. \qquad (28)$$

Se va nota prin L_0 inductivitatea unei bobine a coliviei, iar prin M_{0j} — inductivitatea mutuală dintre bobinele *0* şi *j* ale coliviei.

unde :

$$\varphi_K = \omega T_{0K} \qquad (29)$$

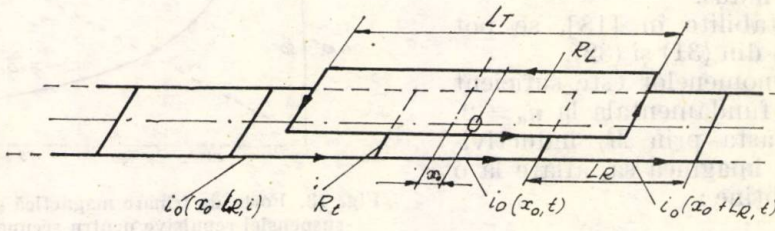


Fig. 11. Explicativă la calculul curenţilor induşi în colivie (secundarul).

În general, este suficient să considerăm numai bobinele strict învecinate şi deci $M_{01} = M'_{01}$.

De asemenea, se va nota prin R_L şi R_t rezistenţa unei laturi longitudinale, respectiv transversale a unei bobine a coliviei. Curenţii în laturile longitudinale ale celor trei bobine învecinate (fig. 11) sînt $i_0(x_0 - L_R, t)$ $i_0(x_0, t)$, $i_0(x + L_R, t)$. Astfel, ecuaţia circuitului bobinei *0* a coliviei (fig. 11), este :

$$L_c \frac{di_0(x_0, t)}{dt} + 2R_L i_0(x_0, t) +$$

şi :

$$T_{0K} = \frac{K\left(L_c - 2M_{01} \cdot \cos\left(K\frac{\pi L_R}{L_T}\right)\right)}{2R_L + 2R_t\left(1 - \cos K\frac{\pi L_R}{L_T}\right)} = K\frac{L_{ce}}{R_{ce}}. \qquad (30)$$

Calculul forţelor de levitaţie şi de frînare magnetică. Se notează cu M_m inductivitatea

între un magnet supraconductor și bobina a $m-a$ a coliviei.

Un magnet (inductor) interacționează cu mai multe bobine ale coliviei și deci M_m este funcție de poziția relativă a celor două circuite.

Forțele de levitație, respectiv frînare, se scriu sub forma :

$$F_L(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} I_s\, i_0(mL_R,\, t)\, \frac{\partial M_m}{\partial z}; \qquad (31)$$

$$F_d(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} I_s i_0\,(mL_R,\, t)\, \frac{\partial M_m}{\partial x}. \qquad (32)$$

Suma se extinde teoretic pînă la ∞ ; practic, un magnet interacționează cu bobinele coliviei așezate la acel moment sub el și mai slab cu cîteva învecinate.

Este de așteptat că datorită armonicilor curentului și datorită caracterului discret al căii [18], vor apărea variații în timp ale celor două forțe care pun probleme sistemelor de control ale stabilității propulsiei și levitației.

Exemplu numeric. În primul rînd armonicile curentului indus pot fi micșorate simțitor, dacă tensiunea indusă U_e are armonici de valoare redusă.

Pentru $L_T = 3{,}2$ m, de exemplu, dacă lungimea magnetului este de numai $L_M = 2{,}2$ m, se obține :

$U_{e1} = 29{,}66$ V, $U_{e3} = 1{,}19$ V, iar $U_{e5} = 4{,}85$ V

la $Z_0 = 0{,}3$ m.

Armonica a treia a curentului, cel puțin la $V_s = 130$ m/s, va fi sub 1%, iar armonica a 5-a, sub 3%.

Ca atare, un spațiu corespunzător între magneți este necesar pentru a reduce simțitor armonicile curentului indus.

Utilizînd relațiile stabilite în [18], se pot calcula forțele F_L și F_d din (31) și (32).

Pentru urmărirea fenomenelor este suficient să se considere numai fundamentala la $n_a = 2$.

Notînd de data aceasta prin M_L inductivitatea dintre magnet și imaginea sa, aflate la o distanță de $2z_0$, se obține :

$$F_L \approx N\, M_L I_s^2 \left(\frac{\partial M}{\partial z}\right)_{z=2z_0} \cdot \frac{\omega^2 L_{ce}}{\omega^2 L_{ce}^2 + R_{ce}^2} =$$

$$= F_{Li} \cdot \frac{v^2}{v^2 + \dfrac{L_T^2}{\pi^2\, T_{01}^2}}; \qquad (33)$$

$$F_d \approx N\, M_L^2 I_s^2 \frac{\pi}{L_T} \cdot \frac{\omega R_{ce}}{\omega^2 L_{ce}^2 + R_{ce}^2} \approx$$

$$\approx F_{Li} \left(\frac{-M_L}{\dfrac{\partial M_L}{\partial z}}\right)_{z=2z_0} \cdot \frac{v}{T_{01}\left(v^2 + \dfrac{L_T^2}{2\, T_{01}^2}\right)}, \qquad (34)$$

Utilizînd relația (15) pentru ($L = L_M = 2{,}2$ m), se obține la $Z_0 = 0{,}3$ m :

$$\left(-\frac{M_L}{\dfrac{\partial M}{\partial z}}\right)_{z=2z_0} = \frac{1}{7{,}27}\,\text{m}. \qquad (35)$$

Pentru un vehicul de 45 tone, variația forței de levitație (fig. 12 și 13) de frînare, precum și factorul de calitate al suspensiei sînt date în funcție de viteză pentru două constante de timp $T_{01} = 0{,}15$, s și $T_{01} = 0{,}3$, s.

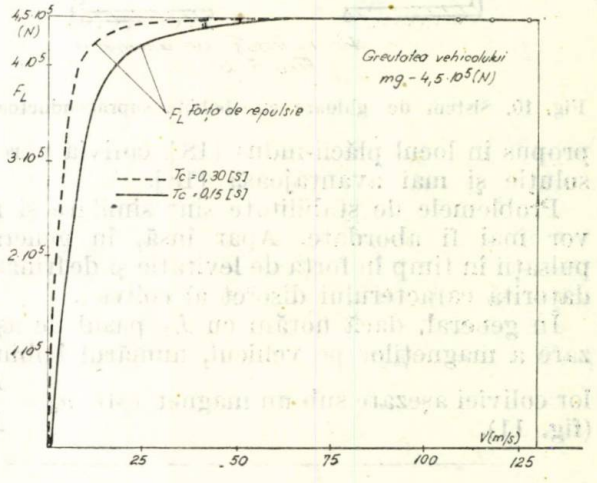


Fig. 12. Forța de levitație pentru sistemul de levitație repulsivă cu secundarul de tip colivie, în funcție de viteză.

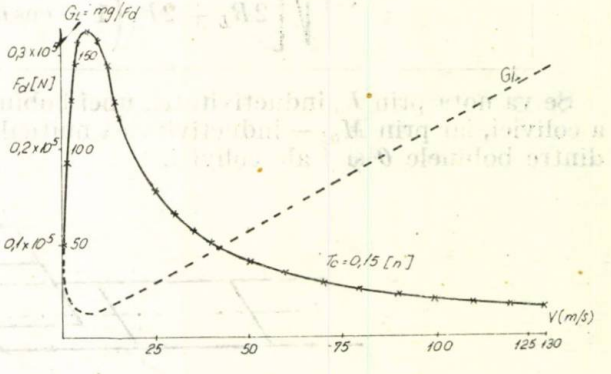


Fig. 13. Forța de frînare magnetică și factorul de calitate a suspensiei repulsive pentru secundarul de tip colivie.

Se observă că, cu cît constanta de timp T_{01} a curentului secundar este mai mare, forța de levitație atinge valoarea sa maximă mai repede (la viteze reduse).

De asemenea, se observă că magneții prea lungi (L_T) (33) fac ca din nou forța de levitație maximă să fie atinsă la viteze mai mari la același T_{01}, ceea ce este dezavantajos (a se vedea și figura 3 din [18]).

Pare, deci, rezonabil ca $L_T \approx (3-3{,}5)$ m să fie lungimea optimă a pasului de așezare a magneților supraconductori.

Acest caz evidențiat în exemplul nostru, face în plus ca maximul forței de frînare să fie numai de *0,324.10⁵ N, adică de două ori mai mic decît în cazul utilizării plăcii.*

Utilizarea unei constante de timp T_{01} de numai $T_{01} = 0{,}15$, s asigură ca acest maxim să apară la 6 m/s. Trebuie observat că mărirea lui T_{01} este avantajoasă, *dar se poate realiza numai mărind secțiunea conductorului coliviei*, ceea ce înseamnă preț de cost ridicat.

O valoare de $T_{01} = 0{,}15$ s este admisă ca rezonabilă [17].

Comparație

1. Dacă se compară cele două tipuri de secundar se observă că forța de levitație maximă (chiar la $T_{01} = 0{,}15$ s) este atinsă la viteze de circa 40 m/s, în timp ce la secundarul-placa este atinsă numai viteza de 130 m/s, ceea ce impune utilizarea roților pînă la acea viteză.

2. Forța de frînare magnetică maximă este pentru secundarul de tip colivie de două ori mai mică.

3. Cantitatea de material utilizată este în mod sigur mai mică în cazul coliviei, datorită traiectoriei optime a curenților induși. Curentul în magneți este aproximativ același, ceva mai mic în cazul coliviei.

4. La același pas de așezare a bobinelor supraconductoare de circa 3,2 m, pulsațiile în timp ale forțelor de levitație și de frînare există în cazul coliviei, dar pot fi reduse la valori sub (2—3%), iar frecvența lor este în principal $6.f_1$ și deci la viteza nominală inerția vehiculului nu le poate urmări și, deci, nu au importanță.

5. Construcția coliviei, în vederea reducerii efectului pelicular este ceva mai complicată față de cazul plăcii-indus.

Din acest motiv se iau în considerație ambele sisteme.

Concluzionînd, se poate spune că sistemele repulsive pot funcționa la întrefierul de pînă la 0,3 m, ceea ce face ca linia de rulare să fie ușor de realizat; sînt static stabile, dar necesită controlul stabilității dinamice pentru a oferi o călătorie confortabilă pasagerilor. Magneții supraconductori au încă preț de cost relativ ridicat și evitarea curenților induși în ei, precum și ecranarea cabinei de cîmpurile magnetice create [25] constituie dezavantaje. De aceea sistemele atractive sînt studiate concomitent.

Deși pot funcționa economic numai la întrefieruri reduse (1—3) cm și sînt chiar static nestabile, faptul că pot lucra de la viteza zero și că magneții sînt obișnuiți și frînarea, datorită curenților induși relativ redusă, fac ca această soluție să fie studiată intensiv.

Din numeroasele soluții propuse [26], cea utilizînd electromagneți alimentați în curent continuu și o placă feromagnetică lisă sau un profil feromagnetic în formă de U, reprezintă propunerea de prim ordin, în studiu azi.

5. Sistemul de suspensie atractivă

Sistemul prezentat schematic în figura 1 constă din două șiruri de electromagneți (cîte un șir de fiecare parte laterală pe vehicul) ce se deplasează sub o cale formată dintr-un profil U feromagnetic sau o placă feromagnetică (laminate sau nelaminate). Secundarul în formă de U (răsturnat) poate asigura și oarecare forță de ghidare, cînd magneții sînt deplasați lateral din poziția simetrică. Aceasta se explică simplu prin tendința sistemului de a reveni în poziția de reluctanță magnetică minimă. În cazul utilizării plăcii feromagnetice ca secundar, ghidarea trebuie asigurată printr-un sistem separat. Trebuie să înțelegem că asigurarea simultană a ghidării și levitației cer mai multă putere de alimentare a magneților și că sistemul integrat (la forma de U) și cel separat pot să fie echivalente, singura deosebire ar putea fi în prețul global de cost al liniei, mai mic la sistemul integrat de levitație și ghidare.

Studiul teoretic al performanțelor unui astfel de sistem este mult mai dificil din cauza prezenței curenților turbionari în secundarul feromagnetic aflat, în general, în regim de saturație magnetică.

Au fost făcute încercări teoretice [28] de studiere aproximativă a fenomenelor, utilizînd seriile Fourier și divizînd placa în straturi cu permeabilități magnetice constante, dar alese, conform solicitării reale, printr-un proces iterativ. În același timp au fost făcute încercări experimentale de studiere a influenței curenților turbionari [27].

În lucrare se prezintă mai întîi fenomenele în absența saturației și curenților turbionari și apoi rezultatele experimentale [27] privind influența saturației și curenților turbionari induși în placa (sau profilul U) feromagnetică.

Forța de atracție și laterală în absența saturației și curenților turbionari. Se consideră cazul că secundarul are forma unui profil U răsturnat (fig. 14) și că bobinele sînt deplasate cu distanța d_0 din poziția de simetrie. Se consideră sistemul de coordonate din figura 15.

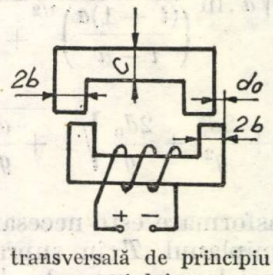


Fig. 14. Vedere transversală de principiu a electromagnetului.

$$U = Y + jZ. \qquad (36)$$

Utilizînd teorema Schwartz-Kristoffel, se poate transforma planul *YOZ* în semiplanul *T*:

$$\frac{du}{dt} = s\frac{\sqrt{(t+1)(t-a)}}{t}, \tag{37}$$

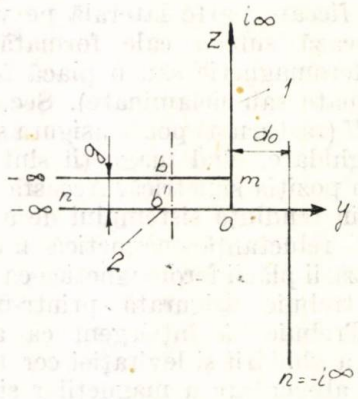


Fig. 15 Explicativă privind utilizarea transformării conforme.

$$t = t_1 + jt_2. \tag{38}$$

Punctele corespondente în cele două planuri sînt:

$$\begin{aligned} U &= j\infty \quad \rightarrow t = -\infty \\ t &= jg \quad \rightarrow t = -1 \\ U &= -\infty \quad \rightarrow t = 0 \\ U &= d_0 \quad \rightarrow t = a \\ U &= d_0 - j\infty \rightarrow t = \infty \end{aligned} \tag{39}$$

După cîteva calcule se obţine:

$$U = \frac{jg}{\pi\sqrt{a}}\left\{\sqrt{(t+1)(t-a)} + (1-a)\ \text{arc th}\left(\sqrt{\frac{t+1}{t-a}}\right) + j\sqrt{a}\cdot\ln\frac{\sqrt{\frac{(t+1)a}{t-a}} - j}{\left(\frac{(t+1)a}{t-a}\right)^{1/2} + j}\right\}; \tag{40}$$

$$a = 1 + \frac{2d_0^2}{g^2} + \frac{2d_0}{g}\sqrt{1 + \frac{d_0^2}{g^2}}. \tag{41}$$

A doua transformare este necesară pentru a transforma semiplanul *T* în suprafaţa dintre două plăci paralele separate de ψ_0 în planul *W* (fig. 16). Se poate obţine direct:

$$W = v_1 + jV_2 = \frac{\psi_0}{\pi}\ln t; \tag{42}$$

sau:

$$t = e^{-\frac{\pi}{\psi_0}(v_1 + jv_2)}.$$

Cu aceste relaţii se poate realiza legătura dintre planurile *U* şi *W*.

Forţa de atracţie şi cea laterală. Aceste forţe pot fi calculate integrînd tensorul de presiune

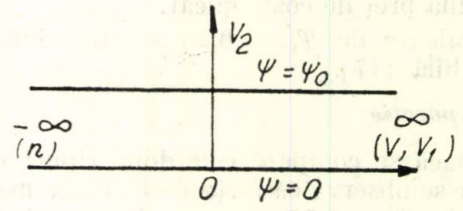


Fig. 16. Planul *W* al transformării conforme.

al lui Maxwell pe suprafeţele corespunzătoare. Astfel, forţa de ghidare pe unitatea de lungime a magnetului este:

$$F = \mu_1 \int_{\sigma}^{\infty} \tau_{yy}\, dz, \tag{44}$$

iar cea de atracţie:

$$F_{z1} = \int_{-b\frac{d_0}{2}}^{0} \tau_{zz}\, dx, \tag{45}$$

unde:

$$\tau_{yy} = \frac{1}{2}\mu_0 H_y^2 = \frac{1}{2}\mu_0\left(\frac{dw}{du}\right)^2, \tag{46}$$

pe suprafaţa *1* (fig. 15);

$$\tau_{zz} = \frac{1}{2}\mu_0 H_z^2 = \frac{1}{2}\mu_0\left(\frac{dw}{du}\right)^2, \tag{47}$$

pe suprafaţa *2* (fig. 15).

τ_{yy} se ia pe suprafaţa *1*, iar τ_{zz}, pe suprafaţa *2* din figura 15.

În final, considerînd întregul electromagnet:

$$F_y = \frac{4\mu_0\psi_0^2}{2\pi g}\cdot\text{arc th}\left(\frac{d_0}{g}\right), \tag{48}$$

$$F_z = -\frac{2\mu_0}{\pi g}\psi_0^2\cdot\text{arc th}\left(\frac{2a + t_0(a-1)}{-t_0(a+1)}\right), \tag{49}$$

unde t_0 corespunde punctului de coordonate $\left(-b + \frac{d_0}{2} + jg\right)$ în planul *U* (un proces iterativ este necesar pentru a găsi t_0 din (50)).

Inducţia magnetică este:

$$B = \mu_0\frac{dw}{du} = \frac{\psi_0\mu_0\cdot\sqrt{a}}{g\sqrt{(t+1)(t-1)}}. \tag{50}$$

Aproximaţiile de mai sus (în mijlocul profilului cîmpul magnetic este uniform) sînt valabile dacă :

$$b - \frac{d_0}{2} > g/2. \qquad (51)$$

Dacă deplasarea din poziţia de simetrie este $d_0 > 2b - g$, transformarea conformă se complică şi utilizarea integralelor eliptice devine necesară. Totuşi, în cazurile practice condiţia (51) este satisfăcută. Motive de preţ de cost impun reducerea lăţimii $2b$, a profilului U la valori de $2b = (40-80)$mm, iar motive mecanice fac ca întrefierul $g = (10-25)$ mm ; lăţimea c a profilului poate fi mai mică decît $2b$, căci în întrefier sînt utilizate valori ale inducţiei magnetice mai mici de $1T$, pe cînd miezul permite inducţii de $(1{,}5-1{,}7)$ T.

Exemplu numeric. Să considerăm lăţimea $2b = 45$ mm, a unui magnet cu lungimea de $2\,l = 0{,}6$ m la un întrefier $g = 15$ mm.

Forţa de atracţie este calculată la $d_0 = 0$ (poziţia de simetrie), cu o valoare a inducţiei magnetice în centrul profilului : $B = 0{,}9$ (T).

Valoarea forţei de atracţie este $F_{z0} = 1{,}75 \cdot 10^4$N, iar amperspirele necesare $NI = 2{,}6 \cdot 10^4$, A spire.

În general, se pot obţine rapoarte între $F_{z0}/G_m = (10-20)$, unde G_m este greutatea magnetului. Variaţia forţelor de atracţie şi de ghidare, cu deplasarea din poziţia de simetrie, sînt date în figura 17.

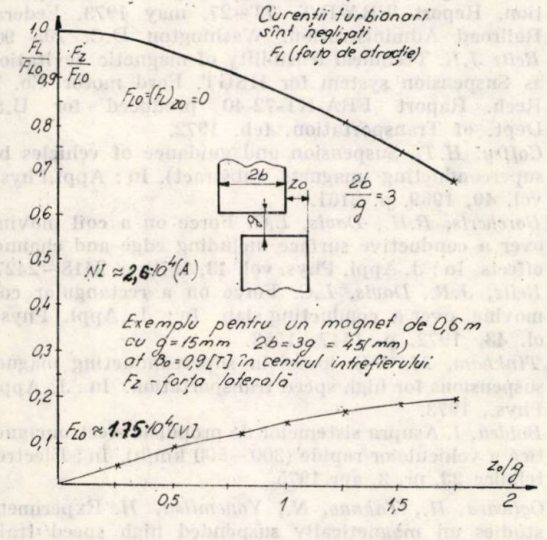


Fig. 17. Forţa de atracţie şi cea de ghidare, în funcţie de deplasarea din poziţia de simetrie, la alimentare cu curent constant.

Este evident că apariţia forţei de ghidare reduce forţa de atracţie, dar cel puţin pentru viteze mici şi mijlocii, forţa de ghidare este suficientă pentru ghidarea laterală a vehiculului.

Asupra influenţei curenţilor turbionari. Din punct de vedere al curenţilor turbionari, a căror apariţie este nedorită, problema este cumva similară cu cea a motoarelor de inducţie liniare (efectul longitudinal şi transversal). Pentru a micşora influenţa acestora raportul dintre lungimea magnetului şi lăţimea sa trebuie să fie cît mai mare $\frac{2L}{2b}$, căci în acest caz efectul transversal este mai puternic şi deci curenţii induşi sînt mai slabi.

Cercetări teoretice efectuate cu metode numerice [22] sau cu serii Fourier [28], au fost iniţiate pentru a calcula efectul de reducere a forţei de atracţie şi cel de apariţie a forţei de frînare magnetică cauzate de curenţii turbionari. Acestea arată [28] că numai la gruparea a patru magneţi de aceeaşi polaritate cu lungimea de 1 m, fiecare la viteze de 500 km/h, se poate obţine un factor de calitate $G_L > 36$.

Totuşi rezultatele experimentale arată că pe un magnet lung de 0,6 m care este fixat deasupra unui disc, cu diametrul de 2 m [27] şi are o coroană de fier masiv (fig. 18) reducerea

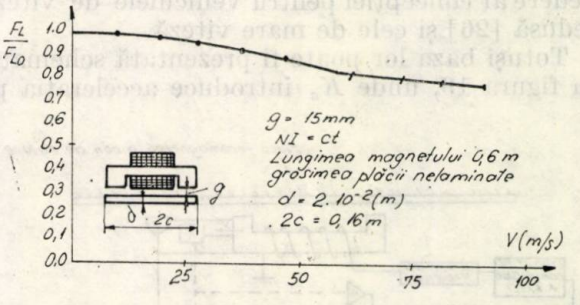


Fig. 18. Variaţia de atracţie în funcţie de viteză la alimentare cu curent constant (experimental).

forţei de atracţie la viteze de 90 m/s este de numai 25 %. De asemenea, forţa de frînare este mai mică decît cum arată calculele teoretice.

Se estimează că la un vehicul de peste 45 tone, puterea de frînare magnetică este în jur de numai 150 kW [27], adică de 4—10 ori mai mică decît în cazul sistemelor repulsive.

Considerînd însăşi puterea cerută de frînarea magnetică a unui vehicul de 45 tone la 130 m/s de numai 150 kW şi puterea specifică totală de alimentare a electromagneţilor $P_{10} = 4$ W/kg [28], factorul de calitate $G_L(1)$, rezultă $G_L = 97{,}5$, ceea ce este de acelaşi ordin de mărime ca cel obţinut cu sistemele repulsive.

Sînt necesare încă studii teoretice şi experimentale laborioase pentru a putea proiecta electromagnetul optim [27] şi a îmbunătăţi, în continuare, pe această cale, performanţele globale.

Asigurarea stabilităţii levitaţiei. S-a arătat că sistemele de atracţie sînt static nestabile. Astfel variaţii ale întrefierului datorate neregu-

larităţilor căii de rulare vor cauza oscilaţii verticale ale vehiculului care trebuie limitate.

Pe lîngă asigurarea condiţiilor de stabilitate dinamică, este necesar să se asigure o bună calitate a călătoriei pe o cale de rulare, care poate fi construită şi întreţinută la preţuri rezonabile. Neregularităţile căii sînt definite în [17].

O bună călătorie este asigurată dacă valori maxime standard de acceleraţie pe verticală nu sînt depăşite, iar acestea scad cu creşterea frecvenţei neregularităţilor căii [15].

S-a arătat [26] că pentru o calitate a căii comparabilă cu a unei şosele bune, o calitate corespunzătoare a călătoriei nu se poate asigura decît prin prezenţa unui sistem secundar de suspensie (hidraulică) „moale". Astfel sistemul magnetic atractiv poate fi rigid şi va urmări neregularităţile căii, care nu vor fi transmise cabinei pasagerilor datorită amortizării produse de suspensia secundară. Diverse sisteme închise de control al stabilităţii au fost propuse [26], [29], dar ele par să fie de acord (este preferabil) cu controlul tensiunii de alimentare a electromagneţilor.

Sistemele de control diferă din punct de vedere al concepţiei pentru vehiculele de viteză redusă [26] şi cele de mare viteză.

Totuşi baza lor poate fi prezentată schematic în figura 19, unde K_a introduce acceleraţia pe

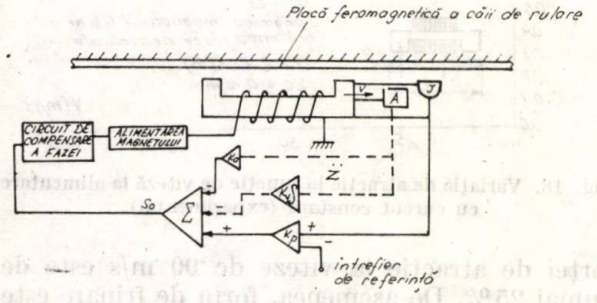


Fig. 19. Schemă de principiu a sistemului închis de control al stabilităţii sistemelor de suspensie atractive.

verticală în sistem; K_r — viteza pe verticală în sistem şi K_p — eroarea de întrefier în sistem, circuitul de compensare, care modifică faza curentului de alimentare contracarînd caracterul inductiv (de întîrziere) al circuitului electromagnetului.

6. Concluzii finale

Suspensia vehiculelor rapide (300—500 km/h) impune, în general, utilizarea unor sisteme de suspensie magnetică.

Acestea au avantajul că nu produc zgomot şi sînt capabile să suspende vehiculul, asigurînd o calitate bună a călătoriei.

În stadiul de concurenţă sînt sistemele magnetice repulsive şi cele atractive, ambele cu avantaje şi dezavantaje.

Sistemele repulsive au meritul că sînt static stabile şi acţionează la întrefieruri mari, necesitînd o cale de rulare cu preţ de cost şi de întreţinere rezonabil.

Ca dezavantaje trebuie menţionate utilizarea magneţilor supraconductori care sînt mai costisitori şi introduc probleme speciale de protecţie a lor contra curenţilor alternativi induşi şi a cabinei călătorilor, faţă de cîmpul magnetic puternic produs de aceştia. Sistemele atractive utilizează magneţi uzuali, au forţă de frînare magnetică mai mică decît cele repulsive şi au o putere specifică de alimentare relativ redusă 4 W/kg, avînd dezavantajul că fiind static instabile şi lucrînd la întrefieruri reduse necesită un sistem închis de control pentru asigurarea stabilităţii, ceea ce implică şi o cale de rulare mai precis executată. Sistemul atractiv are însă avantajul că poate lucra încă bine şi la viteze reduse şi deci în transportul în oraşe cu vehicule suspendate fără zgomot, pare o soluţie „atractivă".

În final, cele două sisteme, datorită relativei compensări a avantajelor şi dezavantajelor, sînt încă în aprigă competiţie şi cercetări laborioase vor decide într-un viitor apropiat care din sisteme şi în ce caz trebuie utilizat pentru a obţine maximum de eficacitate globală a transportului.

Bibliografie

[1] *John Reitz, Davis, L.C., Hunt T.K., Wilkie, D.F.* şi *Robert H. Borcherts.* Preliminary design studies of magnetic suspensions for high speed ground transportation. Report FRA-R.T. 73—27, may 1973, Federal Railroad Administration. Washington D.C. 205 90.

[2] *Reitz J.R.* Technical feasibility of magnetic levitation as Suspension system for HSGT. Ford motor Co. T Rech. Raport FRA-RT-72-40 produced for U.S. Dept. of Transportation, feb. 1972.

[3] *Coffey, H.T.* Suspension and guidance of vehicles by superconducting magnets (abstract). In: Appl.Phys., vol. **40**, 1969, p. 2161.

[4] *Borcherts, R.H., Davis, L.C.* Force on a coil moving over a conductive surface including edge and channel effects. In: J. Appl. Phys. vol. **43**, 1972, p. 2418—2427.

[5] *Reitz, J.R., Davis, L.C.* Force on a rectangular coil moving over a conducting slab. In: J. Appl. Phys., ol. **43**, 1972, p. 1547—1553.

[6] *Tinkham, M.* A.C. losses in superconducting magnet suspensions for high speed transportation. In: J. Appl. Phys., 1973.

[7] *Boldea, I.* Asupra sistemelor de propulsie electromagnetică a vehiculelor rapide (300—500 km/h). În: Electrotehnica **23**, nr. 3, apr 1975.

[8] *Ogiwara, H., Takano, N., Yonemitsu, H.* Experiment studies on magnetically suspended high speed train using large superconducting magnets. In: Proc. 4 th Int. Conf. magnet Technology. (Brookhaven N.Y. sep 1972).

[9] *Ogiwara, H., Takano, N., Matsukuma, M., Yamaya, T.* Magnetically suspended superhighspeed train. In: Toshiba Rev., vol. **27**, 1972, p. 625.

[10] *Yamada, T.* Theoretical analysis of lift and drag forces on magnetically suspended high speed trains. In: Electrical Eng. in Japan, vol. **92**, nr. 1, 1972, p. 53—61.

[11] *Ross, J.A.* Transportation system with integrated magnetic suspension and propulsion. In : Transportation Conference 266, NEREM 1972.
[12] *Coffey, H.T., Colton, J.D., Mahrelk. K.D.* Study of a magnetically levitated vehicle. Report No FRA-RT-73 24, FED. RAILOARD ADM. Washington Dc. 20590.
[13] *Polgreen, G.R.* Rail-ways with magnetic suspension. In : The Engineer, 25 oct. 1968, p. 623—636.
[14] *Polgreean, G.R.* The ideal magnet — fully controlable permanent magnets for power & transport. In : Electronics Power, ian 1971.
[15] *Borcherts, R.M., Davis, L.C., Reitz, J.R., Wilkie, D.F.* Baseline specifications for a magnetically suspended high speed vehicle. In : Proc. IEEE., vol. **61**, nr. 5, 1973, p. 569—578.
[16] *Nasar, SA., Boldea, I.* Linear motion electric machines. John Wiley, 1976.
[17] *Thornton, R.D.* Design principles for magnetic levitation. In : Proc. IEEE. vol. **61**, nr. 5, 1973, p. 586—589.
[18] *Ohno, E., Iwamoto, M., Yamada, T.* Characteristics of superconductive magnetic suspension and propulsion for high-speed trains. In : Proc. IEEE., vol. **61**, nr. 5, 1973, p. 579—586.
[19] *Richards, P.B., Tinkham, M.* Magnetic suspension and propulsion system for High speed Transportation. In : J. Appl. Phys., vol **43**, nr. 6, 1972, p. 2680—2691.
[20] *Ooi, B.T., Eastham, A.R.* Transverse force in magnetic levitation sheet guideways. In : IEEE. Trans. vol. PAS, 94, 1975, p. 72—80.
[21] *Coofey, N.T.* The feasibility of magnetically levitating high-speed ground vehicle. Raport nr. FRA-RT-72-39, feb. 1972. Standford Research Institute for Fed. Railroad. Adm. Washington D.C. 20590.
[22] *Baudon, Y., Ivanes, M.* Methode de partition pour le calcul de courants induits dans les sustentations par attraction. Symposium international sur les moteurs electriques lineaires. Lyon, Grenoble, France, mai 1974.
[23] *Davis, L.V., Wilkie, D.F.* Analysis of the motion of magnetic levitation systems : implications for high speed vehicles. Ford motor Company, Scientific research staff publication Preprint, mai 26, 1971, Deasorn Michigan 48121 USA.
[24] *Laithwaite, E.R.* Electromagnetic levitation. In : Proc. IEE, vol. **112**, nr. 12, 1965, p. 2361—2375.
[25] *Iwasa, Y.* Magnetic shielding for magnetically levitated vehicles. In : Proc. IEEE, vol. **61**, nr. 5, mai 1973, p. 598—603.
[26] *Meisenholder, S.G., Wang, T.* Dynamic analysis of an electromagnetic suspension system for a suspended vehicle system. Report No. FRA-RT-73-1, Fed. Railroad Administration, ian 1972, Washington D.C. 20591,
[27] *Bohn, G.* A Contribution to magnetic levitation technology. In : Proc. 4 th Intern. Criogenic Eng. Conf. Einhoven, mai 24—26, 1972, p. 202—208.
[28] *Borcherts, R.H., Davie, L.C.* Lift and drag forces for the attractive electromagnetic suspension systems. Presented at INTERMAC. Conf. Toronto, mai 14—17, 1974.
[29] *Gottzin, E., Lange, B.* Magnetic suspension control systems for the german high speed train. Presented at 5-th I.F.A.C. Symposium on automatic control in space, Genoa, Italy, iun 1973.

Intrat în redacție la 29.XI.1974

CZ 538.6.621.3

FORȚE ELECTRODINAMICE
MOMENTE ELECTRODINAMICE
PUNTEA CONTURULUI ÎN Z

Forțe și momente electrodinamice din puntea conturului în formă de Z, în condițiile variației unuia din brațe

BERCU HERȘCOVICI* — CRAIOVA

1. Datele problemei

Adesea, în proiectarea căilor de curent ale aparatelor de comutație de înaltă tensiune se impune realizarea unor forțe și momente electrodinamice favorabile fie stabilității la scurtcircuit, fie unor anumite procese de comutație.

Conturul în formă de *Z*, folosit în aceste situații, este cunoscut și studiat numai sub aspectul determinării unor relații de calcul pentru forțele și momentele electrodinamice în punte, atunci cînd brațele conturului au lungime constantă sau infinită [1], [2]; condițiile impuse de proiectarea inginerească pretind cerința practică de a se cunoaște și curbele care prezintă grafic alura variației forțelor și momentelor electrodinamice din punte, atunci cînd variază unul din brațele conturului în formă de *Z*. Pentru aceasta se presupune conturul din figura 1, cu a = constant și x = variabil, între limitele :

$$0 < x < \infty. \tag{1}$$

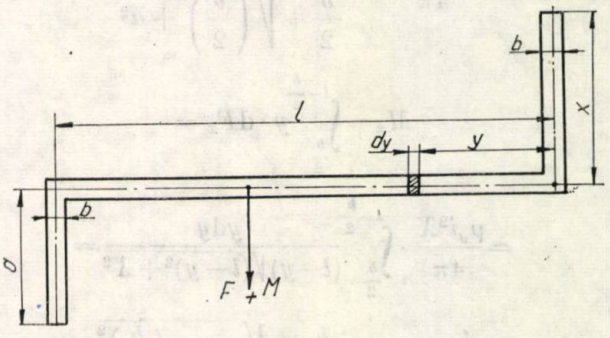


Fig. 1

Se presupune că :

$$b \ll a < l. \tag{2}$$

* Dr. ing. *B. Herșcovici* este conferențiar la Universitatea din Craiova, Facultatea de electrotehnică

Se poate scrie :

$$F = F_x + F_a, \tag{3}$$

$$M = M_x + M_a, \tag{4}$$

unde :

F_x şi F_a sînt forţele electrodinamice din puntea l, produse de curenţii din braţele x şi a;

F — forţa electrodinamică rezultantă din puntea l;

M_x şi M_a — momentele electrodinamice din puntea l faţă de punctul 0, datorită forţelor F_x şi F_a.

Pe baza datelor cunoscute [1—3] şi considerînd că sensul pozitiv pentru forţe şi momente corespunde orientării în jos (fig. 1), se poate scrie succesiv :

$$F_a = -\frac{\mu_0 i^2 a}{4\pi} \cdot \int_{\frac{b}{2}}^{l} \frac{dy}{y \cdot \sqrt{y^2 + a^2}} = -$$

$$-\frac{\mu_0 i^2}{4\pi} \ln \frac{l \cdot \left[a + \sqrt{a^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right]}{\frac{b}{2} \cdot (a + \sqrt{a^2 + l^2})}, \tag{5}$$

$$F_x = \frac{\mu_0 i^2 x}{4\pi} \cdot \int_{\frac{b}{2}}^{l-\frac{b}{2}} \frac{dy}{(l-y)\sqrt{(l-y)^2 + x^2}} =$$

$$= \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} \cdot \ln \frac{\left(l - \frac{b}{2}\right)\left[X + \sqrt{X^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right]}{\frac{b}{2} \cdot \left[X + \sqrt{X^2 + \left(l - \frac{b}{2}\right)^2} \right]}, \tag{6}$$

$$M_a = \int_{\frac{b}{2}}^{l} y \cdot dF_a = -\frac{\mu_0 i^2 a}{4\pi} \int_{\frac{b}{2}}^{l} \frac{dy}{\sqrt{y^2 + a^2}} = -$$

$$-\frac{\mu_0 i^2 a}{4\pi} \cdot \ln \frac{l + \sqrt{l^2 + a^2}}{\frac{b}{2} + \sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + a^2}}, \tag{7}$$

$$M_x = \int_{\frac{b}{2}}^{l-\frac{b}{2}} y \cdot dF_x =$$

$$= \frac{\mu_0 i^2 X}{4\pi} \cdot \int_{\frac{b}{2}}^{l-\frac{b}{2}} \frac{y dy}{(l-y)\sqrt{(l-y)^2 + X^2}} =$$

$$= \frac{\mu_0 i^2}{4\pi} \left\{ X \cdot \ln \frac{\frac{b}{2} + \sqrt{X^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2}}{l - \frac{b}{2} + \sqrt{X^2 + \left(l - \frac{b}{2}\right)^2}} + \right.$$

$$\left. + l \cdot \ln \frac{\left(l - \frac{b}{2}\right)\left[X + \sqrt{X^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \right]}{\frac{b}{2} \cdot \left[X + \sqrt{X^2 + \left(l - \frac{b}{2}\right)^2} \right]} \right\}. \tag{8}$$

2. Dezvoltări

Înainte de înlocuirea relaţiilor (5) ... (8) în (3) şi (4), şi pe baza relaţiei (2), se fac următoarele substituţii şi simplificări :

$$\frac{x}{l} = z; \quad \text{const} = \frac{a}{l} = K_1 \, (0 < K_1 < 1);$$

$$1 - \frac{b}{2l} \approx 1;$$

$$\text{const} = \frac{b}{2l} = A \, (0 < A \ll 1); \left(\frac{b}{2l}\right)^2 \approx 0;$$

$$\text{const} = 1 + \sqrt{1 + \frac{1}{K_1^2}} = K > 2;$$

$$\text{const} = K_1 \cdot \ln \frac{1 + \sqrt{1 + K_1^2}}{K_1 + A} = K^2 (0 < K_2 < 1);$$

$$\frac{4\pi F}{\mu_0 i^2} = \varphi; \quad \frac{4\pi M}{\mu_0 i^2 l} = m; \tag{9}$$

ceea ce duce la normarea relaţiilor pentru forţe şi momente, acestea obţinîndu-se în unităţi relative şi fiind notate cu φ şi m.

Înlocuind (5) ... (9) în (3) şi (4), după simplificări se obţine :

$$\boxed{\varphi \approx \ln \frac{Kz}{z + \sqrt{1 + z^2}}}, \tag{10}$$

$$\boxed{m \approx z \cdot \ln \frac{z + A}{1 + \sqrt{1 + z^2}} + \ln \frac{2z}{A(z + \sqrt{1 + z^2})} - K_2}. \tag{11}$$

Pentru studiul expresiilor (10) şi (11) cînd z variază între limitele $0 < z < \infty$, se trece la reprezentarea lor grafică. Derivata expresiei (10) are forma :

$$\frac{d\varphi}{dz} = \frac{1}{z \cdot \sqrt{1 + z^2}}, \tag{12}$$

fiind pozitivă pentru orice valoare a lui z cuprinsă între $0 < z < \infty$.

Pentru $x = z = 0$ corespund $F_x = M_x = 0$, obţinîndu-se astfel :

$$\varphi_0 = \frac{4\pi F_a}{\mu_0 i^2} = -(K_2 + K_3) = -\ln \frac{2}{AK} < 0, \tag{13}$$

$$m_0 = \frac{4\pi M_a}{\mu_0 i^2 l} = -K_2 < 0. \tag{14}$$

Pentru $z = \infty$, după eliminarea nedeterminării, se obține:

$$\varphi_\infty = \ln \frac{K}{2} > 0, \tag{15}$$

$$m_\infty = \ln \frac{1}{A} + A - 1 - K_2 > 0. \tag{16}$$

Pentru $\varphi = 0$, expresia (10) duce la:

$$z_0 = \sqrt{\frac{1}{K(K-2)}}. \tag{17}$$

Făcînd $m = 0$ în expresia (11), se obține o ecuație logaritmică, rezolvabilă prin aproximații succesive, pentru valoarea $z_0 > 0$.

Curbele care reprezintă expresiile (10) și (11) se prezintă în figurile 2 și 3, asemănătoare

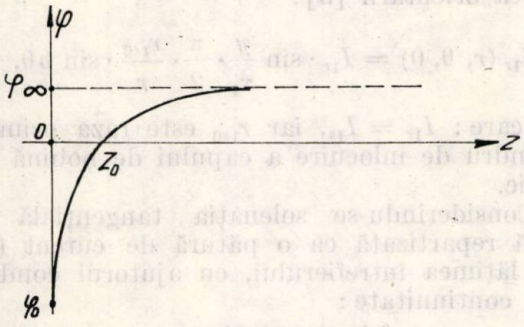


Fig. 2.

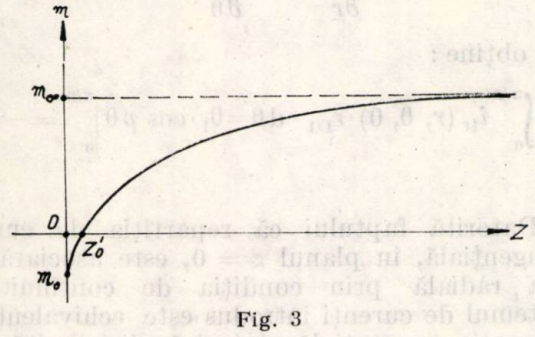


Fig. 3

ca alură, dar la altă scară, cu valori caracteristice diferite.

3. Implicații practice

Analiza celor două curbe din figurile 2 și 3 arată că pentru a avea forțe și momente electrodinamice pozitive este necesar să se crească brațul x din figura 1 peste valorile care corespund punctelor z_0 și z_0' (fig. 2 și 3).

De asemenea, se poate vedea că valorile maxime care se obțin pentru forțe și momente sînt limitate de asimptotele curbelor din cele două figuri.

Pentru a se avea o imagine cantitativă asupra rezultatelor de mai sus, se prezintă în continuare o aplicație practică la o cale de curent în formă de Z de la un separator de scurtcircuitare de înaltă tensiune [4], avînd:

$$l = 2{,}4 \text{ m}; \quad a = 0{,}55 \text{ m};$$

$$b = 15 \cdot 10^{-3} \text{ m}; \quad I = 46 \text{ kA}.$$

Cu ajutorul expresiilor deduse mai sus, se obține:

$$K_1 = 0{,}23; \quad A = 6{,}25 \cdot 10^{-3}; \quad K = 5{,}5;$$

$$K_2 = 0{,}5; \quad \varphi_0 = -4; \quad m_0 = -0{,}5;$$

$$\varphi_\infty = 1{,}01; \quad m_\infty \approx 3{,}5; \quad z_0 = 0{,}23.$$

Pentru $m = 0$ se obține, prin încercări, în expresia (11): $z_0' \approx 0{,}01$.

În figura 3 se vede că se poate crește valoarea lui m_∞ prin reducerea valorii lui b (fig. 1); în anumite cazuri, aceste creșteri au importante implicații practice [5].

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1972.

[2] *Steinberg, C.* Teoria și proiectarea aparatelor electrice. Vol, 1, București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

[3] *** Manualul inginerului electrician, vol 1, București, Ed. tehnică, 1953.

[4] *** Norma internă pentru SMEsc-220 kV, Electroputere-Craiova.

[5] *Herșcovici, B.* Teză de doctorat la Inst. politehnic-București, 1973.

CZ 621.313.001.3

CÎMP MAGNETIC
TURBOGENERATOR
ZONA FRONTALĂ

Influența efectului de capăt asupra cîmpului magnetic din zona frontală a turbogeneratorului

DAN STOIA și GRIGORE CURIAC* — BUCUREȘTI

Introducere

Literatura de specialitate [1—6] relevă influența relativ importantă pe care o are efectul de margine, mai ales în punctele apropiate de întrefier, asupra configurației cîmpului magnetic din zona frontală a turboalternatoarelor.

Efectul întrefierului este aproximat, de regulă, prin folosirea unor conductoare fictive care se află pe suprafața frontală, astfel aranjate, încît să se obțină distribuția de potențial cerută.

În lucrarea de față se expune o metodă de determinare a efectului de întrefier, prin considerarea curenților fictivi amintiți repartizați pe lățimea întrefierului, aproximîndu-se cît mai exact condițiile existente în mașina reală.

Păturile de curent fictive dispuse pe suprafața frontală

Partea frontală a armăturii statorice a turbogeneratorului, în secțiune axială, poate fi reprezentată de un plan continuu delimitat de scutul, corpul rotoric și întrefierul existent între cele două armături ale mașinii.

Transversal pe deschiderea astfel formată apare o diferență de potențial magnetic. Dacă permeabilitatea magnetică a suprafeței frontale este considerată infinită, deschiderile pot fi „închise" cu ajutorul unor curenți fictivi, de sens opus curenților care stabilesc diferențele de potențial. Cîmpul real din întrefier, determinat de solenația de excitație θ_1 [5] a cîmpului inițial, este anulat de cîmpul invers al solenței fictive Q_{1f} și, astfel, cele două armături distincte se pot înlocui printr-un mediu magnetic omogen cu permeabilitatea μ, tinzînd spre infinit. În acest caz, condiția de anulare a cîmpului magnetic din întrefier este:

$$\theta_1 + \theta_{1f} = 0. \tag{1}$$

Din cele arătate în prima parte a lucrării [5], rezultă că valoarea solenației fictive statorice se determină cu ajutorul relației:

$$-\int_{b_1}^{c_1} i_{1\theta}(r, \theta, z) \cdot \mathrm{d}z = \theta_{1f} \cdot \cos p\theta, \tag{2}$$

în care:

$$\theta_{1f} = 2 \cdot k_{w_1} \frac{\sqrt{2} \cdot I_s \cdot q_1 \cdot N_1}{4 \cdot \pi \cdot a}.$$

În planul frontal $z = 0$ se află și o componentă radială a păturii de curent statorice, care se obține cu ajutorul păturii de curent axiale din domeniul $0 < z < b_1$, prin schimbarea orientării [5]:

$$i_{1r}(r, \theta, 0) = I_{1r} \cdot \sin \frac{y}{\tau_1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{r_{1s0}}{r} \cdot \sin p\theta, \tag{3}$$

în care: $I_{1r} = I_{1s}$, iar r_{1s0} este raza primului cilindru de înlocuire a capului de bobină statoric.

Considerîndu-se solenația tangențială fictivă repartizată ca o pătură de curent ($i_{1f\theta}$) pe lățimea întrefierului, cu ajutorul condiției de continuitate:

$$\frac{\partial (r \cdot i_{1r})}{\partial r} + \frac{\partial i_{1f\theta}}{\partial \theta} = 0, \tag{4}$$

se obține:

$$-\int_0^{\pi/p} i_{1r}(r, \theta, 0) \cdot r_{1s1} \cdot \mathrm{d}\theta = \theta_1 \cdot \cos p\theta \Big|_0^{\pi/p} = -2\theta_1. \tag{5}$$

Datorită faptului că repartiția de curent tangențială, în planul $z = 0$, este asociată cu cea radială prin condiția de continuitate, sistemul de curenți introdus este echivalent cu solenația tangențială statorică distribuită pe lățimea întrefierului, cu o întoarcere fictivă concentrată la $r = r_{1s0}$.

Reproducerea efectului întrefierului necesită, pe lîngă cunoșterea valorii solenației fictive, și precizarea distribuției sale pe lățimea întrefierului.

Distribuția solenației fictive pe lățimea întrefierului are o mare importanță pentru determinarea ulterioară a repartiției cîmpului magnetic pe lățimea dinților statorici. În anexa I această distribuție a fost aproximată folosindu-se o transformare conformă; această metodă a fost introdusă pentru prima dată de Catedra de electrotehnică a Institutului politehnic — București, care a pus-o la dispoziția autorilor.

Repartiția curenților din planul $z = 0$ se va considera echivalentă cu sistemul de curenți

* Dr. ing. *D. Stoia* lucrează în cadrul Universității din Brașov, iar ing. *G. Curiac*, la ICPET-București.

format din solenația fictivă tangențială definită în domeniul $r_1 \leqslant r \leqslant r_2$ ca o pătură de curent, în sensul axei θ pozitive, cu o întoarcere concentrată la $r = r_{1s0}$. Prin urmare:

$$i_{1f\theta}(r, \theta, z) = \theta_{1f} \cdot \cos p\theta \cdot [-\delta(r - r_{1s0})], \text{ la } r = r_{1s0}, \tag{6a}$$

respectiv:

$$i_{1f\theta}(r, \theta, z) = \theta_{1f} \cdot \cos p\theta \cdot f(r) \text{ în domeniul } r_1 \leqslant r \leqslant r_2, \tag{6b}$$

unde:

$$f(r) = \frac{0{,}17}{\sqrt{(r_2 - r_1) \cdot (r_2 - r)}} + \frac{0{,}66}{r_2 - r_1}$$

(I. 13, Anexa I)

Repartiția spațială a păturii de curent tangențiale, corespunzătoare sistemului de curenți din planul $z = 0$, echivalentă solenației statorice, în funcție de r, pentru $\theta = 0$, este prezentată în figura 1.

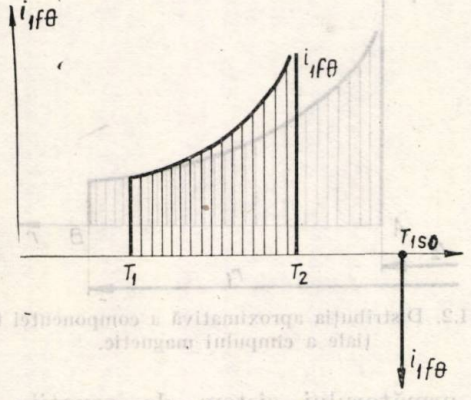


Fig. 1. Repartiția spațială a păturii de curent fictive statorice.

În urma celor expuse, domeniul frontal cu păturile de curent echivalente solenației statorice, la care ne vom referi, este cel reprezentat în figura 2.

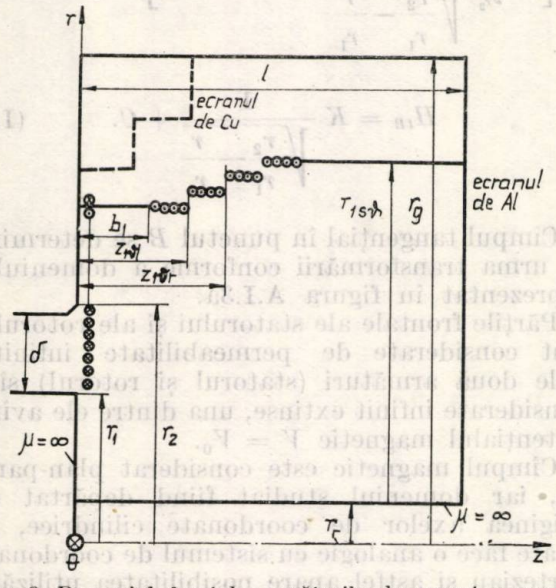


Fig. 2. Domeniul frontal cu păturile de curent corespunzătoare solenației statorice.

Procedîndu-se analog ca pentru stator, se consideră repartiția curenților din planul $z = 0$, care satisfac condiția de continuitate echivalentă sistemului de curenți format din solenația fictivă tangențială rotorică. Ea este definită în domeniul $r_1 \leqslant r \leqslant r_2$ ca o pătură de curent (în sensul axei θ pozitive), cu o întoarcere concentrată la $r = r_{2r}$ (fig. 3).

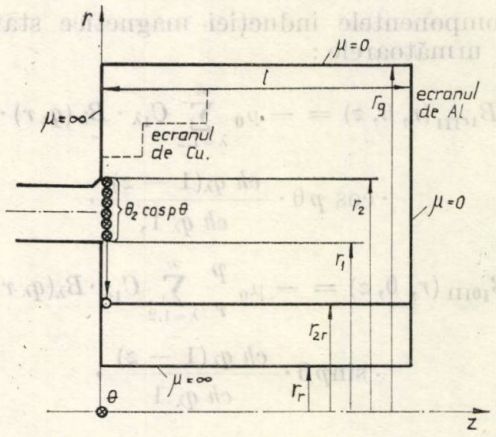


Fig. 3. Domeniul frontal cu păturile de curent corespunzătoare solenației rotorice.

În continuare, se procedează la fel ca în paragraful anterior.

Distribuția inducției magnetice datorită sistemelor de curenți fictivi corespunzători solenațiilor statorică și rotorică

Pătura de curent corespunzătoare solenației statorice fiind localizată în planul $z = 0$, ecuația cu derivate parțiale trebuie rezolvată în domeniul D_{111}:

$$r \in (r_r, r_g), \quad z \in (0,1), \quad \theta \in \left(-\frac{\pi}{2p}, \frac{\pi}{2p}\right).$$

Solenația statorică tangențială se scrie sub forma (II.1) — Anexa II —:

$$\theta_{1f}(r, \theta) = \sum_{\lambda = 1,2}^{\infty} C_{1\lambda} \cdot B_\lambda(q_\lambda r) \cdot \cos p\theta. \tag{7}$$

Conform relației (II.21), coeficientul dezvoltării în serie Bessel-Fourier este:

$$C_1 = \theta_{1f} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{r_g^2 \cdot S_p^2(q_\lambda r_g) \cdot \left(1 - \frac{p^2}{q_\lambda r_g} - r_r^2 \cdot S_{p=1}^2(q_\lambda r_r)\right)}} \cdot$$

$$\cdot \left[-\int_{r_r}^{r_g} r\delta(r - r_{1s1}) \cdot S_p(q_\lambda r) \cdot \mathrm{d}r + \right.$$

$$\left. + \int_{r_1}^{r_2} r \cdot f(r) \cdot S_p(q_\lambda r) \cdot \mathrm{d}r \right]. \tag{8}$$

în care $S_p(q_\lambda r)$ este dat de relația (II.8).

Impunîndu-se condiţiile la limită, se obţine potenţialul magnetic scalar în domeniul D_{III} :

$$V_{1mIII}(r \cdot \theta, z) = \sum_{\lambda=1,2}^{\infty} C_{1\lambda} \cdot B_\lambda(q_\lambda r) \cdot \cdot \cos p\theta \cdot \frac{ch\, q_\lambda(1-z)}{ch\, q_\lambda 1}. \quad (9)$$

Componentele inducţiei magnetice statorice sînt următoarele :

$$B_{1rIII}(r, \theta, z) = -\mu_0 \sum_{\lambda=1,2}^{\infty} C_{1\lambda} \cdot B_\lambda(q_\lambda r) \cdot \cdot \cos p\theta \cdot \frac{ch\, q_\lambda(1-z)}{ch\, q_\lambda 1}, \quad (10)$$

$$B_{1\theta III}(r, \theta, z) = -\mu_0 \frac{p}{r} \sum_{\lambda=1,2}^{\infty} C_{1\lambda} \cdot B_\lambda(q_\lambda r) \cdot \cdot \sin p\theta \cdot \frac{ch\, q_\lambda(1-z)}{ch\, q_\lambda 1}, \quad (11)$$

$$B_{1zIII}(r, \theta, z) = \mu_0 \sum_{\lambda=1,2}^{\infty} q_\lambda \cdot C_{1\lambda} \cdot B_\lambda(q_\lambda r) \cdot \cdot \cos p\theta \cdot \frac{sh\, q_\lambda(1-z)}{ch\, q_\lambda 1}. \quad (12)$$

Analog, se determină şi distribuţia componentelor inducţiei magnetice datorită sistemului de curenţi fictivi corespunzători solenaţiei rotorice.

Concluzii

Pentru reprezentarea cît mai corectă a configuraţiei cîmpului magnetic pe înălţimea dintelui statoric trebuie să se dea o atenţie deosebită distribuţiei solenaţiei tangenţiale pe lăţimea întrefierului, reproducîndu-se cît mai exact condiţiile existente în maşina reală.

Considerarea unei distribuţii uniforme a solenaţiei tangenţiale în întrefier conduce la valori mai mici ale cîmpului axial; în felul acesta evaluarea influenţei efectului de capăt este mai puţin exactă.

Cunoscîndu-se repartiţia spaţială a curenţilor fictivi, se pot obţine, relativ simplu, componentele cîmpului magnetic din domeniul frontal al turboalternatorelor, precum şi modul şi ponderea cu care fiecare armătură intervine la determinarea cîmpului respectiv.

ANEXA I

Determinarea repartiţiei solenaţiei fictive pe lăţimea întrefierului

Geometria simplificată a domeniului în zona de capăt a armăturilor este prezentată în figura A.I.1.

Distribuţia componentei tangenţiale a cîmpului magnetic între punctele A şi B este aproximativ de forma reprezentată în figura A.I.2; această curbă se aproximează cu aju-

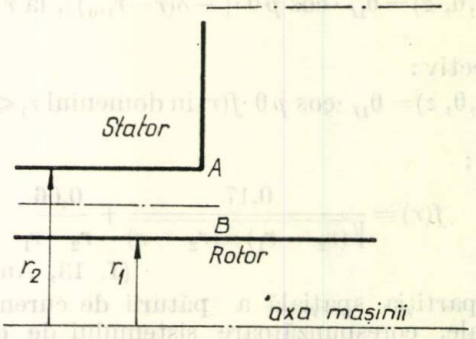


Fig. A.I.1. Geometria simplificată a zonei de capăt a armăturilor.

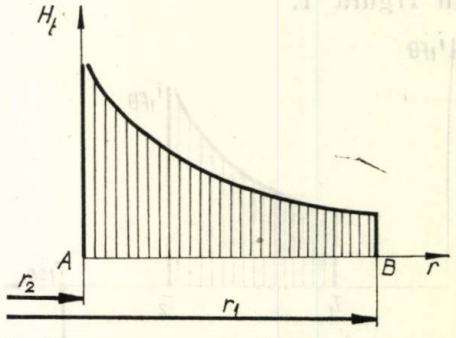


Fig. A.I.2. Distribuţia aproximativă a componentei tangenţiale a cîmpului magnetic.

torul următorului sistem de ecuaţii :

$$\theta_f \cdot \cos p\theta = \int_{r_2}^{r_1} H_t \cdot dr = \left[K \int_{r_2}^{r_1} \frac{dr}{\sqrt{\frac{r_2}{r_1} - \frac{r}{r_1}}} + C(r_2 - r_1) \right] \cdot \cos p\theta, \quad (I.1)$$

$$H_{tB} = K \frac{1}{\sqrt{\frac{r_2}{r_1} - \frac{r}{r_1}}} + C. \quad (I.2)$$

Cîmpul tangenţial în punctul B se determină în urma transformării conforme a domeniului reprezentat în figura A.I.3a.

Părţile frontale ale statorului şi ale rotorului sînt considerate de permeabilitate infinită. Cele două armături (statorul şi rotorul) sînt considerate infinit extinse, una dintre ele avînd potenţialul magnetic $V = V_0$.

Cîmpul magnetic este considerat plan-paralel, iar domeniul studiat fiind depărtat de originea axelor de coordonate cilindrice, se poate face o analogie cu sistemul de coordonate cartezian şi astfel apare posibilitatea utilizării funcţiilor analitice de variabilă complexă.

Cu ajutorul formulei Schwarz-Cristofell se efectuează transformarea conformă a domeniului reprezentat în figura A.I.3a, căreia i se atașează sistemul de coordonate $z = x + jy$,

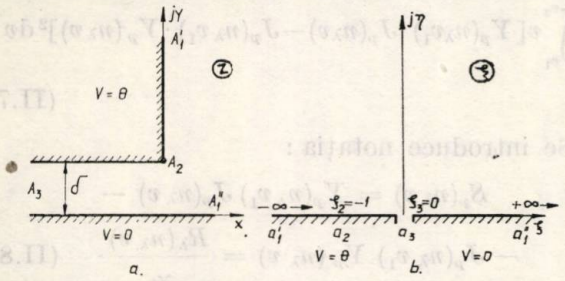


Fig. A.I.3.a, b. Transformarea conformă a domeniului din planul z în semiplanul superior.

în semiplanul superior $\xi = \xi + j\eta$ din figura A.I.3b.

Cu ajutorul formulei de transformare amintite, ținîndu-se seama de corespondența celor două frontiere (tabelul 1), se obține :

$$z = A \int (\xi + 1)^{1/2} \cdot \xi^{-1} \cdot d\xi + C. \qquad (I.3)$$

Tabelul 1

A_k	Z_k	γ_k	ξ_k
A_1 A'_1 A''_1	∞	$\frac{3\pi}{2}$	∞
A_2	$j\delta$	$-\frac{\pi}{2}$	-1
A_3	∞	π	0

Integrarea dă următoarea transformare conformă (tabelul 1) :

$$z = f\xi() = 2\frac{\delta}{\pi}\left(\sqrt{1+\xi} + \frac{1}{2}\ln\frac{\sqrt{1+\zeta}-1}{\sqrt{1+\xi}-1}\right). \qquad (I.4)$$

În planul ξ, potențialul complex $W = U + jV$, unde partea imaginară V este potențialul scalar al cîmpului magnetic studiat, corespunzînd condițiilor de frontieră din figura A.I.3b (la $\eta = 0$ și $\xi = 0$, $V = 0$; la $\eta = 0$ și $\xi < 0$, $V = \theta$), este [6] :

$$W = \frac{\theta}{\pi}\ln\xi, \qquad (I.5)$$

sau :

$$W = \frac{\theta}{\pi}\ln[f^{-1}(z)]. \qquad (I.5a)$$

Cîmpul magnetic complex este [6] :

$$H_\zeta = H_\xi + H_\eta = \left(j\frac{dw}{d\zeta}\right)^* = -j\frac{\theta}{\pi}\frac{1}{\zeta^*}, \qquad (I.6)$$

în planul ζ, și :

$$H_z = H_x + jH_y = \left(j\frac{dw}{d\zeta}\cdot\frac{d}{dz}\right) =$$

$$= j\left(\frac{dw}{d\zeta}\right)\cdot\frac{1}{\left(\frac{dz}{d\zeta}\right)^*} = H\zeta\frac{1}{\left(\frac{dz}{d\zeta}\right)^*}, \qquad (1.7)$$

în planul z.

Cu relațiile (I.3), (I.4) și (I.6), se obține :

$$H_z = H_x + jH_y = -j\frac{\theta}{\pi}\frac{1}{\zeta^*}\cdot\frac{\pi}{2\delta}\cdot\frac{\zeta^*}{\sqrt{\zeta^*+1}} =$$

$$= -j\frac{\pi}{2\delta}\cdot\frac{1}{\sqrt{\zeta^*+1}}, \qquad (I.8)$$

unde : $\zeta^* = \xi - j\eta$.

Considerîndu-se frontiera A_1A_3, unde $z=x$, în planul transformat frontiera corespunzătoare este a_1a_3, unde $\zeta = \xi$ și $\eta = 0$.

Deci relația (I.8) se scrie sub forma :

$$H_z = H_x + jH_y = -\frac{\theta}{2}\cdot\frac{1}{\sqrt{\xi+1}}, \qquad (I.9)$$

adică :

$$H_x = 0\,;\; H_y = -\frac{\theta}{2\delta}\frac{1}{\sqrt{\xi+1}} \qquad (I.10)$$

Cu ajutorul relațiilor stabilite (I.4) și (I.10) se determină cîmpul tangențial în punctul B, și astfel sistemul de ecuații (I.1) și (I.2) se scrie sub forma :

$$\theta_f = \left[K\int_{r_2}^{r_1}\frac{dr}{\sqrt{\frac{r_2}{r_1}-\frac{r}{r_1}}} + C(r_2 - r_1)\right], \qquad (I.11)$$

$$0{,}83\frac{\theta_f}{r_2 - r_1} = K\frac{1}{\sqrt{\frac{r_2}{r_1}-\frac{r}{r_1}}} + C. \qquad (I.12)$$

Printr-un calcul simplu se determină constantele K și C, obținîndu-se în final următoarea repartiție a cîmpului magnetic tangențial, respectiv a solenației fictive pe lățimea întrefierului :

$$H_t(r) = \theta_f\cdot\left[\frac{0{,}17}{\sqrt{(r_2-r_1)\cdot(r_2-r)}} + \frac{0{,}66}{r_2-r_1}\right]\cdot\cos p\,\theta. \qquad (I.13)$$

ANEXA II

Dezvoltarea în serie Bessel-Fourier a expresiilor sistemului de curenţi fictivi

Se consideră o funcţie $K(v, \theta)$, diferenţiabilă după v, şi deci, care se poate dezvolta în serie Bessel-Fourier, într-un domeniu ale cărui frontiere sînt r_r (frontiera inferioară) şi r_g (frontiera superioară), iar variabila $v = \dfrac{r}{r_g - r_r}$.

Se stabileşte seria :

$$K(v, \theta) = \sum_{\lambda=1,2}^{\infty} C_\lambda R_\lambda(n_\lambda v) \cdot \cos p\theta. \quad \text{(II.1)}$$

În această expresie :

$$R_\lambda(n_\lambda v) = \gamma_k [Y_p(n_\lambda v) \cdot J_p(n_\lambda v_1) - J_p(n_\lambda v) \cdot Y_p(n_\lambda v_1)] \quad \text{(II.2)}$$

sînt funcţiile proprii radiale, iar valorile proprii n sînt soluţiile ecuaţiei proprii obţinute, folosindu-se condiţiile de frontieră specifice problemei :

$$Y'_p(n_\lambda v_2) \cdot J_p(n_\lambda v_1) - J'_p(n v_2) \cdot Y_p(n_\lambda v_1) = 0, \quad \text{(II.3)}$$

unde :

$$v = \frac{r}{r_g - r_r}, \quad v_1 = \frac{r_r}{r_g - r_r}, \quad v_2 = \frac{r_g}{r_g - r_r},$$

iar coeficienţii γ_k se determină din condiţiile de normare a funcţiilor proprii.

a. Ortogonalitatea şi normarea funcţiilor proprii

Funcţiile proprii radiale $R_\lambda(r)$ satisfac ecuaţia Bessel :

$$\frac{d^2 R_\lambda}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dR_\lambda}{dr} + \left[(n_\lambda v)^2 - \frac{p^2}{r^2}\right] R_\lambda = 0$$

şi condiţiile la limită :

$$R_\lambda(n_\lambda v_1) = 0, \quad \zeta_\lambda(n_\lambda v_2) = \left.\frac{\partial R_\lambda}{\partial v}\right|_{v_2} = 0. \quad \text{(II.4)}$$

Se constată că pentru orice pereche de valori distincte (λ, j) se verifică relaţia de ortogonalitate :

$$\int_{v_1}^{v_2} v \cdot R_\lambda(n_\lambda v) R_j(n_\lambda v)\, dv = 0, \quad \text{pentru} \quad \lambda \neq j. \quad \text{(II.5)}$$

Constantele γ_k din relaţia (II.2), se determină din condiţia de normare :

$$\int_{v_1}^{v_2} v \cdot R_\lambda^2(n_\lambda v)\, dv = 1; \quad \lambda = 1, 2, 3, \ldots \quad \text{(II.6)}$$

Se obţine :

$$\gamma_\lambda^2 = \frac{1}{\int_{v_1}^{v_2} v[Y_p(n_\lambda v_1) \cdot J_p(n_\lambda v) - J_p(n_\lambda v_1) \cdot Y_p(n_\lambda v)]^2 dv}. \quad \text{(II.7)}$$

Se introduce notaţia :

$$S_p(n_\lambda v) = Y_p(n_\lambda v_1) J_p(n_\lambda v) - J_p(n_\lambda v_1) Y_p(n_\lambda v) = \frac{R_\lambda(n_\lambda v)}{\gamma_k}. \quad \text{(II.8)}$$

Combinaţia liniară de funcţiuni Bessel de mai sus satisface condiţii analoage relaţiilor (II.4) :

$$\frac{dS_p(n_\lambda v_2)}{dv} = 0; \quad \text{(II.9)}$$

$$S_p(n_\lambda v_1) = 0. \quad \text{(II.10)}$$

Ţinînd seamă de relaţia :

$$\int_{v_1}^{v_1} v \cdot S_p^2(n_\lambda v)\, dv = \frac{v^2}{2}[S_p^2(n_\lambda v) - S_{p-1}(n_\lambda v) \cdot S_{p+1}(n_\lambda v)], \quad \text{(II.11)}$$

valabilă pentru orice funcţie Bessel de ordinul p, de relaţia :

$$S_{p+1}(n_\lambda v) = \frac{2p}{n_\lambda v} S_p(n_\lambda v) - S_{p-1}(n_\lambda v), \quad \text{(II.12)}$$

ca şi de relaţiile (II.4) şi (II.5), se oţine :

$$\int_{v_1}^{v_2} v \cdot S^2(n_\lambda v)\, dv = \frac{v_2^2}{2}[S^2(n_\lambda v_1) - S_{p-1}(n_\lambda v_2) S_{p+1}(n_\lambda v_2)] + \frac{v_1^2}{2} S_{p-1}(n_\lambda v) S_{p+1}(n_\lambda v). \quad \text{(II.13)}$$

Dar :

$$S_{p+1}(n_\lambda v_2) = \frac{2}{n_\lambda v_2} S_p(n_\lambda v_2) - S_{p-1}(n_\lambda v)_2, \quad \text{(II.14)}$$

$$S_{p+1}(n_\lambda v_1) = \frac{2}{n_\lambda v_1} S_p(n_\lambda v_1) - S_{p-1}(n_\lambda v_1). \quad \text{(II.15)}$$

Considerînd în continuare relaţia :

$$\frac{dS_p(n_\lambda v_2)}{dv} = 0,$$

rezultă :

$$S_{p-1}(n_\lambda v_2) = \frac{p}{n_\lambda v_2} S_p(n_\lambda v_2).$$

Prin urmare :

$$\int_{v_1}^{v_2} v S_p^2(n_\lambda v)\, dv = \frac{v_2^2}{2}\left[1 - \frac{p^2}{(n_\lambda v_2)^2}\right] S_p^2(n_\lambda v_2) - \frac{v_1^2}{2} S_{p-1}^2(n_\lambda v_1). \quad \text{(II.16)}$$

Expresia (II.9) se va scrie acum în modul următor :

$$\gamma_\lambda = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{v_1^2\left(1 - \frac{p^2}{(n_\lambda v_2)^2}\right) S_p^2(n_\lambda v_2) - v^2 S_{p-1}^2(n_\lambda v_1)}}. \quad \text{(II.17)}$$

Funcţiile proprii radiale au deci următoarea expresie :

$$R_\lambda(n_\lambda v) = \gamma_k S_p(n_\lambda v) = \frac{\sqrt{2}\, S_p(n_\lambda v)}{\sqrt{v_2^2 S_p^2(n_\lambda v_2)\left[1 - \frac{p^2}{(n_\lambda v_2)}\right] - v_1^2 S_{p-1}(n_\lambda v_1)}} \quad \text{(II.18)}$$

şi satisfac condiţia de ortonormare :

$$\int_{v_1}^{v_2} v \cdot R_\lambda(n_\lambda v) \cdot R_j(n_\lambda v)\, dv = \delta_{j\lambda} = \begin{cases} 0, & j \neq \lambda \\ 1, & j = \lambda \end{cases}. \quad \text{(II.19)}$$

Funcţia $S_{p-1}(n_\lambda v_1)$ este dată de relaţia :

$$S_{p-1}(n_\lambda v_1) = Y_p(n_\lambda v_1) J_{p-1}(n_\lambda v_1) - Y_{p-1}(n_\lambda v_1) J_p(n_\lambda v_1). \quad \text{(II.20)}$$

b. Determinarea coeficientului C_λ

Conform relaţiei (II.1), ţinîndu-se seamă de relaţiile de ortonormare a funcţiilor radiale, funcţia $K(v, \theta)$ poate fi dezvoltată după sistemul complet de funcţii $R_\lambda(n_\lambda v)$ şi se obţine :

$$C_\lambda = \int_{v_1}^{v_2} v \cdot K(v, \theta) R_\lambda(n_\lambda v)\, dv. \quad \text{(II.21)}$$

Bibliografie

[1] *Tegopoulos, J.A.* Determination of the magnetic field in the end zone of turbine generators. In : IEEE Transactions on Power App. and Sys., vol. **67**, nr. 8, p. 562—582, 1963.

[2] *Reece, A.B., Pramanik, A.* Calculation of the end region field of a.c. machines. In : Proc. IEE, vol. **112**, nr. 7, p. 1355—1368, 1965.

[3] *Timotin, A., Nicolae, A.* Sur la reparatition du champ magnetic axial à la surface des dents de l'extremite du stator. In : Rev. Roum. Sci. Tehn. Electrotehnique et. Energetique, vol. **15**, nr. 3, p. 489—554, 1970.

[4] *Timotin, A., Nicolae, A.* L'influence de l'ecran conducteur du stator sur la répartition du flux axial pénétrant dans les dents. In : Rev. Roum. Sci. Tehn. Electrotehnique et Energetique, vol. **17**, nr. 2, p. 229—239, 1972.

[5] *Sloia, D., Curiac, G.* Metodă analitică de calcul a cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere. În : E.E.A. Electrotehnica, vol. **24**, nr. 3, 1976.

[6] *Beweley, L.* Two dimensional fields in electrical engineering. New-York, The Macmillan Company, 1948.

Intrat în redacţie la 4.XI.1974

CZ 621.3.018

STABILITATE DINAMICĂ
VEHICULE RAPIDE
SUSPENSIE MAGNETICĂ

Calculul indicatoarelor de succesiune a fazelor

FLORIN IONESCU, MARIN SĂRĂCIN, SILVIU ZISSU* — BUCUREŞTI

Indicatoarele de succesiune a fazelor sînt utilizate pentru identificarea şi controlul succesiunii în timp a celor trei faze în sistemele trifazate. În lucrare se prezintă schemele reprezentative, din punct de vedere tehnic, ale principalelor tipuri de indicatoare, modul lor de funcţionare, precum şi indicaţii asupra proiectării şi realizării lor.

Identificarea succesiuni fazelor este necesară în orice laborator electrotehnic sau metrologic, verificarea aparatelor de măsură ca wattmetre sau contoare necesitînd cunoaşterea precisă a succesiunii în timp a fazelor. Problema este importantă şi pentru exploatare existînd acţionări electromecanice, unde motoarele electrice trebuie să se rotească obligatoriu numai într-un

* Ing. *F. Ionescu* şi ing. *M. Sărăcin* sînt asistenţi la Catedra de măsuri şi aparate electrice, iar ing. *S. Zissu* este asistent la Catedra de electrotehnică I a I.P.B.

anumit sens, rotirea în sens opus ducînd la distrugerea instalaţiei.

După modul de construcţie indicatoarele se împart în două categorii : statice şi rotative.

1. Indicatoarele statice

Se prezintă trei scheme de indicatoare statice, modul lor de calcul şi rezultatele experimentale obţinute.

1.1. Indicator format din două lămpi cu incandescenţă şi o capacitate. În figura 1 este dată schema indicatorului format din două lămpi cu incandescenţă identice şi o capacitate

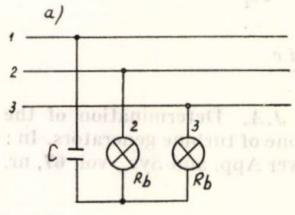


Fig. 1. Indicator static format din 2 lămpi cu incandescenţă şi o capacitate.

legate în stea. Lămpile *2* şi *3* nu vor lumina cu aceeaşi intensitate şi aceasta va servi la determinarea succesiunii fazelor. Receptorul trifazat dezechilibrat în stea, format din condensatorul C şi cele două lămpi, de rezistenţă presupusă egală R_b, este alimentat cu tensiunile simetrice :

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_{12}\,;\quad \underline{U}_{23} = a^2\,\underline{U}_{12}\,;\quad \underline{U}_{31} = a\,\underline{U}_{12}. \tag{1}$$

Notînd cu :

$$\underline{Y}_1 = j\,\omega C\,;\quad \underline{Y}_2 = \frac{1}{R_b}\,;\quad \underline{Y}_3 = \frac{1}{R_b}, \tag{2}$$

admitanţele şi aplicînd teorema potenţialului punctului neutru schemei redesenate ca în figura 2, unde s-a considerat drept referinţă potenţialul fazei *3*, se obţin :

$$\underline{U}_N = -\underline{U}_3 = \frac{\underline{U}_{13}\underline{Y}_1 + \underline{U}_{23}\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}$$

sau :

$$\underline{U}_3 = \frac{\underline{U}_{31}\underline{Y}_1 - \underline{U}_{23}\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}, \tag{3}$$

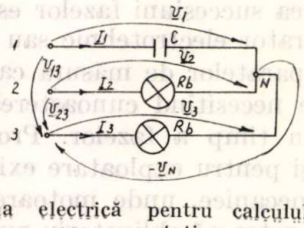


Fig. 2. Schema electrică pentru calculul indicatorului static.

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{23} - \underline{U}_N = \frac{\underline{U}_{23}\underline{Y}_3 - \underline{U}_{12}\underline{Y}_1}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}, \tag{4}$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{13} - \underline{U}_N = \frac{\underline{U}_{12}\underline{Y}_2 + \underline{U}_{13}\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}. \tag{5}$$

Înlocuind în relaţiile (3), (4) şi (5) valorile date de (1) şi (2), rezultă pentru tensiuni :

$$\underline{U}_3 = \underline{U}_{12}\,\frac{aj\omega CR_b - a^2}{2 + j\omega CR_b}, \tag{6}$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{12}\,\frac{a^2 - j\omega CR_b}{2 + j\omega CR_b}, \tag{7}$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{12}\,\frac{1 - a}{2 + j\omega CR_b}. \tag{8}$$

Lămpile cu incandescenţă vor fi parcurse de curenţii :

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_2\underline{Y}_2 \text{ şi } \underline{I}_3 = \underline{U}_3\underline{Y}_3, \tag{9}$$

însă cum : $\underline{Y}_2 = \underline{Y}_3$, se poate scrie :

$$\left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right| = \left|\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_3}\right|. \tag{10}$$

Făcînd raportul între $\underline{U}_2$, dat de relaţia (7) şi $\underline{U}_3$, dat de relaţia (6), după înlocuirea lui $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ şi $a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$, se găseşte pentru (10) :

$$\left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right| = \left|\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_3}\right| = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{3}\omega CR_b + \omega^2C^2R_b^2}{1 - \sqrt{3}\omega CR_b + \omega^2C^2R_b^2}} > 1. \tag{11}$$

Relaţia (11) arată că intensitatea curentului care trece prin lampa *2* va fi mai mare decît a celui care trece prin lampa *3*, adică lampa *2* va lumina mai puternic. Deci, succesiunea fazelor în timp este : faza la care este conectat condensatorul, faza la care este conectată lampa care luminează puternic, faza la care este conectată lampa care luminează slab şi în această ordine se vor nota cu *1*, *2* şi *3* fazele reţelei de identificat.

Pentru proiectarea şi realizarea indicatorului trebuie să se găsească condiţia pe care să o îndeplinească elementele schemei pentru ca diferenţa de luminozitate între cele două lămpi să fie uşor sesizabilă şi în acelaşi timp trebuie urmărit, datorită deplasării neutrului, care sînt tensiunile care se aplică elementelor schemei, pentru ca acestea să nu depăşească tensiunile maxime admise ale elementelor.

Pentru aceasta se calculează modulul tensiunilor complexe date de relaţiile (6), (7) şi (8):

$$|\underline{U}_3| = U_{12}\sqrt{\frac{\omega^4C^4R_b^4 - \sqrt{3}\omega^3C^3R_b^3 + 5\omega^2C^2R_b^2 - 4\cdot\sqrt{3}\,\omega CR_b + 4}{\omega^4C^4R_b^4 + 8\omega^2C^2R_b^2 + 16}}, \quad (12)$$

$$|\underline{U}_2| = U_{12}\sqrt{\frac{\omega^4C^4R_b^4 + \sqrt{3}\omega^3C^3R_b^3 + 5\omega^2C^2R_b^2 + 4\cdot\sqrt{3}\,\omega CR_b + 4}{\omega^4C^4R_b^4 + 8\omega^2C^2R_b^2 + 16}}, \quad (13)$$

$$|\underline{U}_1| = U_{12}\sqrt{\frac{3}{4 + \omega^2C^2R_b^2}}. \quad (14)$$

În figura 3 s-a făcut reprezentarea grafică a funcţiilor date de relaţiile (11), (12), (13) şi (14), considerîndu-se drept variabilă aleatoare

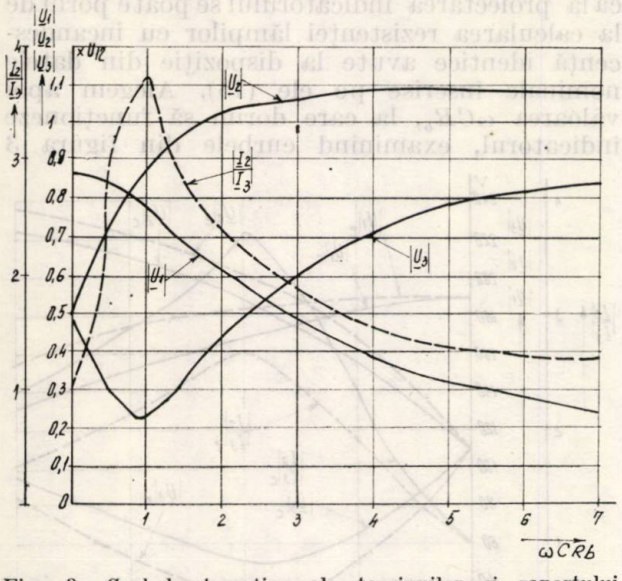


Fig. 3. Curbele teoretice ale tensiunilor şi raportului curenţilor.

ωCR_b. Studiul funcţiilor s-a făcut cu ajutorul derivatelor şi în tabelul 1 sînt date valorile funcţiilor pentru cîteva valori semnificative ale variabilei ωCR_b.

Funcţia $\left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right|$, care reprezintă funcţia diferenţei de luminozitate între lămpi, este maximă pentru $\omega CR_b = 1$, luînd valoarea 3,7315. Pentru ωCR_b variind între 0,1 şi 7, adică între limite largi, $\left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right| > 1{,}1$ ceea ce înseamnă că diferenţa de luminozitate între lămpi este sesizabilă.

Tensiunea aplicată capacităţii, $|\underline{U}_1|$ este o funcţie strict descrescătoare, valoarea ei maximă fiind $0{,}8657\ U_{12}$ pentru $\omega CR_b = 0$.

Tensiunea aplicată lămpii 2, $|\underline{U}_2|$ creşte cu creşterea lui ωCR_b prezentînd pentru $\omega CR_b = 4{,}37926$ un maxim egal cu $1{,}0943\ U_{12}$ după care scade devenind egală cu U_{12} pentru $\omega CR_b \to \infty$. Lampa 2 poate, fi deci, supratensionată. Tensiunea la bornele lămpii 3, $|\underline{U}_3|$ la început scade cu creşterea lui ωCR_b, avînd un minimum egal cu $0{,}22\,827\ U_{12}$ pentru $\omega CR_b = 0{,}91\,406$, după care creşte şi atinge valoarea U_{12} cînd $\omega CR_b \to \infty$.

Tabelul 1

ωCR_b	$\lvert\underline{U}_1\rvert$	$\lvert\underline{U}_2\rvert$	$\lvert\underline{U}_3\rvert$	$\left\lvert\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right\rvert$
0	$0{,}8657\ U_{12}$	$0{,}5\ U_{12}$	$0{,}5\ U_{12}$	1
0,2	$0{,}864\ U_{12}$	$0{,}586\ U_{12}$	$0{,}414\ U_{12}$	1,41
0,5	$0{,}841\ U_{12}$	$0{,}7055\ U_{12}$	$0{,}301\ U_{12}$	2,338
1	$0{,}775\ U_{12}$	$0{,}865\ U_{12}$	$0{,}232\ U_{12}$	3,7315
1,72	$0{,}655\ U_{12}$	U_{12}	$0{,}3758\ U_{12}$	2,66
2	$0{,}612\ U_{12}$	$1{,}029\ U_{12}$	$0{,}438\ U_{12}$	2,35
4	$0{,}3879\ U_{12}$	$1{,}0915\ U_{12}$	$0{,}71\ U_{12}$	1,548
4,37926	$0{,}36\ U_{12}$	$1{,}0943\ U_{12}$	$0{,}738\ U_{12}$	1,485
5	$0{,}3218\ U_{12}$	$1{,}0917\ U_{12}$	$0{,}774\ U_{12}$	1,41
6	$0{,}274\ U_{12}$	$1{,}091\ U_{12}$	$0{,}8155\ U_{12}$	1,336
7	$0{,}238\ U_{12}$	$1{,}082\ U_{12}$	$0{,}846\ U_{12}$	1,281
∞	0	U_{12}	U_{12}	1

Din examinarea alurii curbelor reprezentate în figura 3 se vede că pentru construcţia indicatorului obţinerea unei diferenţe sesizabile de luminozitate este realizată pentru un domeniu larg de variaţie a lui ωCR_b, însă trebuie urmărit să nu apară supratensionări ale elementelor, domeniul util practic fiind $\omega CR_b \in [0{,}1\,;\ 2]$.

Relaţiile (11), (12), (13) şi (14) au fost stabilite în ipoteza că lămpile au o rezistenţă liniară R_b. În realitate lămpile cu incandescenţă sînt elemente neliniare, în figura 4

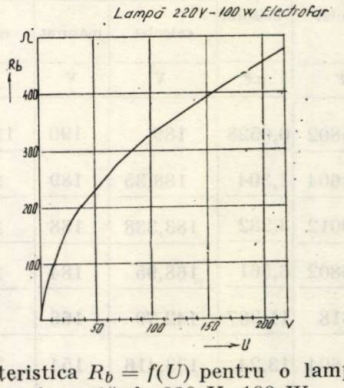


Fig. 4. Caracteristica $R_b = f(U)$ pentru o lampă cu incandescenţă de 220 V, 100 W.

fiind reprezentată caracteristica $R_b = f(U)$ ridicată experimental pentru o lampă de 220 V, 100 W. Caracteristica se poate considera aproximativ liniară numai pentru valori ale tensiunii mari, apropiate de tensiunea nominală.

Datorită deplasării punctului neutru, așa cum arată și relațiile (12), (13), tensiunile aplicate celor două lămpi nu vor fi egale, deci nici rezistențele lor. În plus caracteristicile $R_b = f(U)$ pentru diverse lămpi cu incandescență cu aceleași date nominale nu sînt identice,avînd o anumită dispersie. Din aceste motive este important, pentru a putea face proiectarea dispozitivului, să se cerceteze experimental influența neliniarității lămpilor asupra schemei. În acest scop s-a realizat un indicator cu două lămpi cu incandescență de 220 V, 100 W, a căror rezistență s-a presupus inițial egală și egală cu valoarea calculată din datele nominale ale lămpilor :

$$R_b = \frac{U^2}{P} = 484\ \Omega. \qquad (15)$$

Pentru $\omega C R_b$ s-au ales cîteva valori semnificative în domeniul $(0{,}1 \div 2)$. Impunîndu-se $\omega C R_b$ și considerînd $R_b = 484\ \Omega$ a rezultat din calcul valoarea necesară pentru C. S-a căutat să se obțină pentru C valori cît mai apropiate de cele calculate. S-au utilizat capacități tip P.M.P. cu tensiunea maximă 250 V, legate în paralel, iar măsurarea capacităților s-a făcut cu o punte universală R, L, C Marconi tip TF 1313 A avînd precizia 0,1%. Indicatorul astfel construit s-a conectat la rețeaua de 3×220 V/127 V, schema de montaj fiind reprezentată în figura 5.

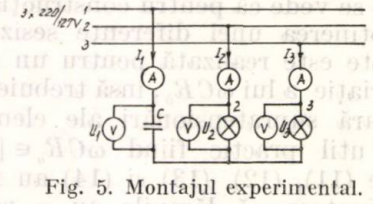


Fig. 5. Montajul experimental.

Ampermetrele A au intervale de măsurare de 0,2 A ; 1A și clasă de precizie 0,2, iar voltmetrele V sînt multimetre tip DU 20 cu rezistența interioară 16000 Ω/V. Rezultatele experimentale și cele calculate sînt date în tabelul 2. Calculele s-au făcut pe baza valorilor date în tabelul 1, luîndu-se $U_{12} = 218$ V.

Cu datele din tabelul 2, în figura 6 s-au reprezentat curbele calculate notate cu indicele c și cele experimentale notate cu indicele e.

Din examinarea lor se vede că neliniaritatea lămpilor nu are o prea mare influență asupra funcționării schemei, diferențele între curbele calculate și cele experimentale fiind mai mici pentru valori $\omega C R_b$ subunitare, adică pentru capacități mici.

Pe baza rezultatelor experimentale deducem că la proiectarea indicatorului se poate porni de la calcularea rezistenței lămpilor cu incandescență identice avute la dispoziție din datele nominale înscrise pe ele (15). Alegem apoi valoarea $\omega C R_b$, la care dorim să funcționeze indicatorul, examinînd curbele din figura 3

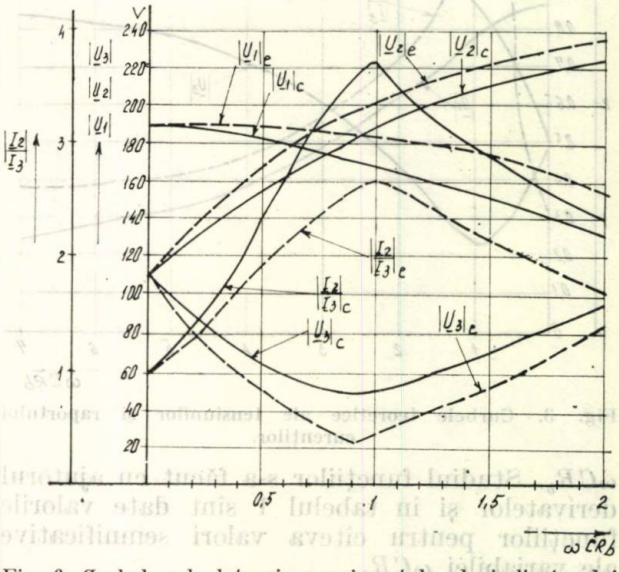


Fig. 6. Curbele calculate și experimentale ale indicatorului format din 2 lămpi cu incandescență și o capacitate.

Tabelul 2

ωCR_b	C calculat	C măsurat	U_1		U_2		U_3		I_1	I_2	I_3	$\frac{I_2}{I_3}$		U_{12} U_{23} U_{31}	Diferență de luminozitate
			calculat	măsurat	calculat	măsurat	calculat	măsurat				calculat	măsurat		
	μF	μF	V	V	V	V	V	V	A	A	A	–	–	V	
0,1	0,65802	0,6528	189	190	116,8	122	98,2	96	0,039	0,34	0,3	1,191	1,133	218	sesizabilă
0,2	1,31604	1,304	188,35	189	127,7	134	90,25	83	0,0778	0,356	0,275	1,41	1,294	218	netă
0,5	3,29012	3,282	183,338	188	153,79	167	65,618	50,2	0,19	0,399	0,212	2,338	1,882	218	netă
1	6,56802	6,561	168,95	184	188,57	201	50,57	26,6	0,398	0,438	0,1638	3,73	2,673	218	netă
1,72	11,318	11,387	142,79	166	218	228	81,924	64,6	0,575	0,468	0,24	2,66	1,95	218	netă
2	13,1604	13,24	133,416	154	224,32	236	95,48	84	0,631	0,478	0,28	2,35	1,707	218	netă

și urmărind ca tensiunile care apar să nu depășească tensiunile maxime admise ale lămpilor și condensatoarelor avute la dispoziție. După alegerea lui ωCR_b, R_b fiind calculat, rezultă C. Se realizează din condensatoare o capacitate C cît mai apropiată de cea calculată și se trece apoi la executarea montajului din figura 1. Identificarea fazelor se face așa cum s-a arătat.

Avînd la dispoziție condensatoare tip P.M.P. 03 03 cu tensiunea maximă admisă 400 V și două lămpi cu incandescență de 220 V, 100 W s-a trecut la calculul și realizarea unui indicator care să servească la identificarea fazelor atît pentru rețeaua de 3 × 220 V/127 V, cît și pentru rețeaua 3 × 380 V/220 V. Alegînd, pentru a nu supratensiona lămpile cu incandescență, $\omega CR_b = 0{,}1$ rezultă, cu $R_b = 484\ \Omega$, $C = 0{,}65\,802\ \mu F$. Prin legarea în paralel a capacităților s-a obținut $C = 0{,}642\ \mu F$. Cu această capacitate și cu cele două lămpi s-a realizat montajul din figura 5 și s-a făcut pe rînd identificarea fazelor rețelei de 3 × 220 V/127 V și 3×380/220 V. Diferența de luminozitate între lămpi a fost ușor sesizabilă. Datele experimentale sînt trecute în tabelul 3.

admitanțele și calculînd analog ca la 1.1, se obțin tensiunile complexe:

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_{12}(a^2 \cdot R + a^2 j\omega L - R_b)}{R_b + 2R + 2j\omega L}, \quad (17)$$

$$\underline{U}_3 = \frac{\underline{U}_{12}(aR_b - a^2R - a^2 j\omega L)}{R_b + 2R + 2j\omega L}. \quad (18)$$

Pentru că: $\underline{Y}_2 = \underline{Y}_3$; $\dfrac{\underline{U}_2}{\underline{U}_3} = \dfrac{\underline{Y}_2\underline{Y}_2}{\underline{Y}_3\underline{I}_3} = \dfrac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}$.

Deci:

$$\left|\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_3}\right| = \left|\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_3}\right| =$$

$$= \sqrt{\frac{R^2 + R_b^2 + RR_b + \omega^2L^2 - \sqrt{3}R_b\omega L}{R^2 + R_b^2 + RR_b + \omega^2L^2 + \sqrt{3}R_b\,\omega L}} < 1. \quad (19)$$

Relația (19) arată că intensitatea curentului care trece prin lampa *2* este mai mică decît a celui care trece prin lampa *3*, deci, aceasta va lumina mai slab decît lampa *3* și acest fapt servește la identificarea succesiunii fazelor.

Tabelul 3

Rețeaua	ωCR_b	C	ωCR_b	U_1	U_2	U_3	I_1	I_2	I_3	$\frac{I_2}{I_3}$
	impus	μF	real	V	V	V	A	A	A	–
3×220 V/127 V	0,1	0,642	0,0976	190	124,5	94,2	0,0385	0,342	0,305	1,121
3 × 380/220 V	0,1	0,642	0,0976	341	232	166	0,0718	0,475	0,407	1,167

1.2 Indicator format din 2 lămpi cu incandescență și o inductanță. În figura 7 este prezentată schema indicatorului format din două lămpi cu incandescență și o inductanță, schemă asemănătoare celei din figura 1, însă condensatorul s-a înlocuit cu impedanța $\underline{Z} = R + j\omega L$.

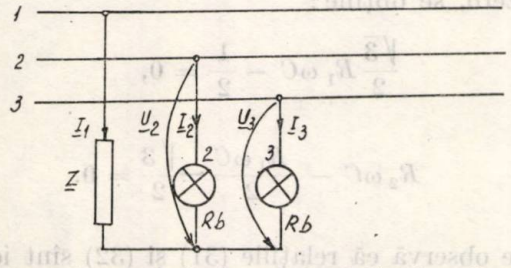


Fig. 7. Indicator static format din 2 lămpi cu incandescență și o inductanță.

Notînd cu:

$$\underline{Y}_1 = \frac{1}{R + j\omega L}; \quad \underline{Y}_2 = \frac{1}{R_b}; \quad \underline{Y}_3 = \frac{1}{R_b} \quad (16)$$

Se notează fazele rețelei de identificat cu *1*, *2* și *3* în următoarea ordine: faza la care este conectată impendața Z, faza la care este conectată lampa care luminează slab, faza la care este conectată lampa care luminează puternic.

Considerînd din necesități de calcul R_b ca variabilă a funcției date de relația (19), prin egalarea derivatei întîi cu zero, se obține valoarea lui R_b care dă minimum funcției, adică, maximum diferenței de luminozitate:

$$R_b = \sqrt{R^2 + \omega^2L^2} = |\underline{Z}|. \quad (20)$$

Deci, condiția obținerii unei diferențe maxime de luminozitate între lămpi este ca rezistența becului să fie egală cu modulul impedanței $\underline{Z}$.

Schema este puțin utilizată în practică datorită dificultăților legate de construirea impedanței Z, astfel încît să se asigure o difetență sesizabilă de luminozitate între lămpi.

1.3. Indicatorul complex. În figura 8 este prezentată schema electrică a indicatorului static complex, format din două punți

identice conectate invers. O punte conține rezistențele R_1, R_2 condensatoarele C și o lampă de semnalizare cu neon. Indicatorul arată succesiunea fazelor și poate semnaliza întreruperea unei faze.

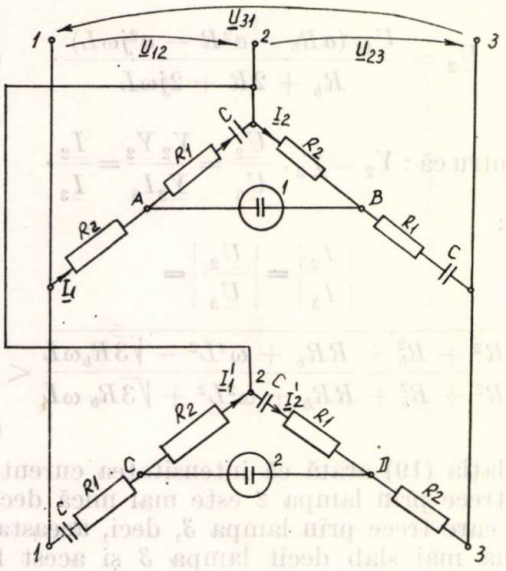


Fig. 8. Schema electrică a indicatorului static complex.

Modul de funcționare este următorul:

— la succesiunea corectă a fazelor se aprinde lampa *1*;

— la succesiunea greșită a fazelor se aprinde lampa *2*;

— dacă o fază este întreruptă se aprind ambele lămpi.

Considerăm tensiunile de alimentare simetrice și date de relația (1).

Lămpile *1* și *2* fiind de semnalizare cu neon se poate presupune că în primul moment de la aplicarea tensiunii, curentul care trece prin ele este nul și de aceea impendanța ramurilor AB și CD este infinită. Pentru proiectarea indicatorului este necesar să se găsească relația între R_1, R_2 și C încît la succesiunea corectă a fazelor între punctele A și B să apară tensiunea $\underline{U}_{13} = -\underline{U}_{31} = -a\underline{U}_{12}$, iar între punctele C și D, o tensiune nulă.

Pentru puntea de sus (fig. 8) cu ipotezele arătate, se poate scrie:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_{12}}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C}}, \tag{21}$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{23}}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{a^2\underline{U}_{12}}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C}}, \tag{22}$$

$$\underline{U}_{AB} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C}\right)\underline{I}_1 + R_2\underline{I}_2 = -a\underline{U}_{12}. \tag{23}$$

Înlocuind în relația (23) valorile lui $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$ date de (21) și (22), punînd $a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$; $a^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ și egalînd părțile reale și imaginare rezultă:

$$\frac{1}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} R_1\omega C, \tag{24}$$

$$\frac{R_1\omega C}{2} - R_2\omega C = -\frac{\sqrt{3}}{2}. \tag{25}$$

Din relația (24) se obține, pentru R_1:

$$R_1 = \frac{1}{\sqrt{3}}\frac{1}{\omega C}. \tag{26}$$

În relația (25) notînd $R_2 = kR_1$ și înlocuind valoarea lui R_1 dată de (26), se obține:

$$k = 2, \text{ deci, } R_2 = 2R_1. \tag{27}$$

Deci, pentru ca între punctele A și B să apară tensiunea U_{13} este necesar ca între elementele schemei să existe relațiile (26) și (27).

Pentru puntea de jos (fig. 8) se pot scrie următoarele ecuații:

$$\underline{I}'_1 = \frac{\underline{U}_{12}}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C}}, \tag{28}$$

$$\underline{I}'_2 = \frac{a^2\underline{U}_{12}}{R_1 + R_2 + \dfrac{1}{j\omega C}}, \tag{29}$$

$$\underline{U}_{CD} = R_2\underline{I}'_1 + \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C}\right)\underline{I}'_2 = 0. \tag{30}$$

Înlocuind în relația (30) pe $\underline{I}'_1$ și $\underline{I}'_2$ cu valorile date de relațiile (28) și (29) și explicitînd părțile reală și imaginară, din egalarea acestora cu zero, se obține:

$$\frac{\sqrt{3}}{2} R_1\omega C - \frac{1}{2} = 0, \tag{31}$$

$$R_2\omega C - \frac{R_1\omega C}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} = 0. \tag{32}$$

Se observă că relațiile (31) și (32) sînt identice cu relațiile (24) și (25), deci pentru elementele schemei rezultă condiții identice cu (26) și (27).

În concluzie, dacă elementele schemei îndeplinesc condițiile (26) și (27), atunci la succesiunea directă a fazelor, lampa *1* se va aprinde, la bornele ei fiind aplicată tensiunea U_{13}, iar

lampa *2* va fi stinsă avînd la borne o tensiune zero. Dacă succesiunea fazelor nu este cea corectă, datorită simetriei de montaj a celor două punţi se va aprinde becul *2*, iar becul *1* va fi stins. În cazul cînd una din faze este întreruptă se pot calcula tensiunile care apar între punctele A şi B, respectiv C şi D. Se notează tensiunea între punctele A şi B la succesiunea corectă a fazelor cu $\underline{U}_{AB}$ şi tensiunea între punctele A şi B sau C şi D, cînd o fază este întreruptă, de exemplu faza *2* cu $(\underline{U}_{AB})_{i2}$, respectiv $(\underline{U}_{CD})_{i2}$. Dacă faza *2* este întreruptă tensiunea care se va aplica schemei va fi $\underline{U}_{31}$, deci :

$$(\underline{U}_{AB})_{i2} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C} + R_2\right) \frac{-a\underline{U}_{12}}{2\left(R_1 + R_2 + \frac{1}{j\,\omega C}\right)} = \frac{-a\,\underline{U}_{12}}{2}. \quad (33)$$

Se observă că :

$$(\underline{U}_{AB})_{i2} = (\underline{U}_{CD})_{i2} \quad (34)$$

Deci :

$$\left|\frac{(\underline{U}_{AB})_{i2}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \left|\frac{(\underline{U}_{CD})_{i2}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \frac{1}{2}. \quad (35)$$

Relaţia (35) arată că lămpilor li se va aplica jumătate din tensiunea între faze, deci, ambele vor lumina.

Calculînd, se găseşte în cazul întreruperii fazei *3* :

$$\left|\frac{(\underline{U}_{AB})_{i3}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \left|\frac{(\underline{U}_{CD})_{i3}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}578 \quad (36)$$

şi în cazul întreruperii fazei 1 :

$$\left|\frac{(\underline{U}_{AB})_{i1}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \left|\frac{(\underline{U}_{CD})_{i1}}{\underline{U}_{AB}}\right| = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}578. \quad (37)$$

Relaţiile (36) şi (37) arată că în cazul întreruperii unei faze ambele lămpi vor arde.

Diagrama fazorială pentru indicator se poate construi pornind de la consideraţiile legate de

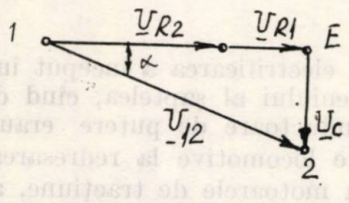


Fig. 9. Diagrama fazorială pentru latura punţii de sus.

diagrama fazorială pentru latura punţii de sus, alimentată cu tensiunea $\underline{U}_{12}$ şi reprezentată în figura 9.

Triunghiul 1 $E2$ este dreptunghic şi, deci, se poate scrie :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{U_c}{U_{R2} + U_{R1}} = \frac{I\left(\frac{1}{\omega C}\right)}{I(R_2 + R_1)}. \quad (38)$$

În relaţia (38) înlocuind $\frac{1}{\omega C}$ şi R_2 cu valorile date de (26) şi respectiv (27), se obţine :

$$\operatorname{tg}\alpha \quad \frac{\sqrt{3}}{3};\ \alpha = 30°. \quad (39)$$

Ţinînd seamă de (39), în figura 10 s-a reprezentat diagrama fazorială a indicatorului static complex în cazul succesiunii corecte a fazelor : în figura 10a, pentru puntea de sus, iar în figura 10b, pentru puntea de jos.

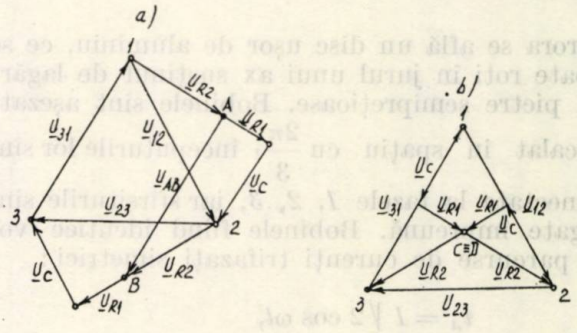


Fig. 10. Diagrama fazorială a indicatorului static complex.

Proiectarea şi realizarea schemei nu comportă dificultăţi deoarece după cum se observă din relaţiile (26) şi (27) unul din elementele ei se poate alege arbitrar în funcţie de componentele avute la dispoziţie.

S-a construit un indicator complex care să poată identifica succesiunea fazelor reţelelor de 3 × 380 V/220 V şi 3 × 220 V/127 V. S-a ales $C = 0{,}22$ μF şi a rezultat :

$$R_1 = \frac{1}{\sqrt{3}\,\omega C} = 8{,}35\ \text{kΩ}. \quad (40)$$

S-a ales pentru R_1 o rezistenţă de 8,2 kΩ, 0,5 W. $R_2 = 2R_1 = 16{,}4$ kΩ s-a realizat din două rezistenţe de 8,2 kΩ legate în serie. Lămpile *1* şi *2* (fig. 8) sînt lămpi de semnalizare cu neon tip LSD 32. Indicatorul a funcţionat corect.

Schema este foarte practică, fiind uşor de realizat şi ducînd la un preţ redus pentru indicator. Are avantajul că semnalizează în mod sigur, dacă o fază a reţelei este întreruptă.

2. Indicatorul rotativ

Indicatorul rotativ pentru determinarea succesiunii fazelor este un aparat de inducție, construit pe baza principiului de producere a cîmpului magnetic învîrtitor.

Schema de principiu a unui astfel de aparat este indicată în figura 11. El este format din trei bobine cu miez de fier A, B, C, deasupra

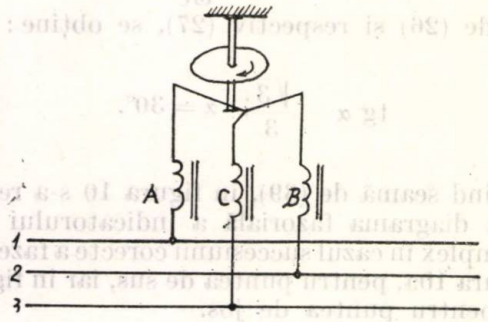


Fig. 11. Schema de principiu a indicatorului rotativ.

cărora se află un disc ușor de aluminiu, ce se poate roti în jurul unui ax susținut de lagăre cu pietre semiprețioase. Bobinele sînt așezate decalat în spațiu cu $\frac{2\pi}{3}$, începuturile lor sînt conectate la fazele *1*, *2*, *3*, iar sfîrșiturile sînt legate împreună. Bobinele fiind identice vor fi parcurse de curenți trifazați simetrici:

$$i_A = I\sqrt{2}\cos\omega t,$$

$$i_B = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \qquad (41)$$

$$i_C = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

și deci va apare un cîmp magnetic învîrtitor de tipul celui de la motorul asincron. Sub influența lui (în discul de aluminiu se induc curenți) vor apare, așadar, forțe care crează un cuplu ce va determina rotirea discului în sensul de rotație a cîmpului învîrtitor. Pe disc este însemnat acest sens de rotație. Dacă două faze sînt schimbate între ele, discul se rotește în sens invers sensului marcat pe el și astfel indică succesiunea incorectă a fazelor.

Indicatoarele rotative sînt robuste, cu un domeniu larg de tensiuni, însă datorită tehnologiei mai complicate au un preț de cost mai ridicat decît cele statice.

3. Concluzii

Indicatoarele statice și rotative se pot construi pentru un domeniu larg de tensiuni între 90 și 500 V. Datorită simplității lor, a prețului de cost și a gabaritului redus, indicatoarele statice reprezintă o soluție modernă și sigură, preferată de majoritatea firmelor constructoare de aparate electrice de măsură.

Dacă se dorește identificarea succesiunii fazelor unei rețele trifazate, fără a avea în dotare un indicator, pe baza indicațiilor date în lucrare se poate construi ușor un indicator cu două lămpi și o capacitate sau un indicator static complex.

Bibliografie

[1] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii. București, Ed. didactică și pedagogică, 1970.

[2] *Hartmann Braun.* Tragbare Meßgeräte. Meßeinrichtungen. Lieferprogramm, 1970.

[3] *Panaitescu, D.* Despre un dispozitiv simplu pentru determinarea succesiunii fazelor în rețelele electrice trifazate. În: Metrologie aplicată, nr. 1, 1960, p. 33—35.

Intrat în redacție la 26.I.1976

CZ 625.282-833.6

LOCOMOTIVA ELECTRICĂ
SERVICII AUXILIARE
MOTOARE ELECTRICE
FENOMENE TRANZITORI

Alimentarea serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice de 5100 kW seria 060—EA din parcul C.F.R.

TIBERIU NERODEA* — CRAIOVA

Introducere

Electrificarea căilor ferate române, pe secțiile cu trafic intens și rampe mari, este rezultatul politicii înțelepte a partidului, de dezvoltare economică a țării, de gospodărire rațională a resurselor energetice de care dispunem.

Faptul că electrificarea a început în a doua parte a deceniului al șaptelea, cînd dispozitivele semiconductoare de putere erau folosite cu succes pe locomotive la redresarea curentului pentru motoarele de tracțiune, a permis ca electrificarea să se facă cu tensiune alternativă de 25 kV, 50 Hz.

Serviciile auxiliare ale locomotivei 060—EA constau din ventilatoare pentru motoarele de

* Ing. *Nerodea T.* lucrează la întreprinderea „Electroputere" — Craiova

tracțiune, ventilator și pompă de ulei pentru transformator, ventilatoare pentru rezistențele de frînare și două compresoare.

Pe plan mondial se constată tendința acționării serviciilor auxiliare ale locomotivelor electrice cu motoare asincrone standard. Această tendință se explică prin faptul că motoarele standard, în care este înglobată multă muncă de cercetare, sînt bine puse la punct calitativ, în plus, la aceasta se adaugă binecunoscutele avantaje ale motorului asincron.

La majoritatea tipurilor de locomotive, tipuri care sînt funcție de felul și valoarea tensiunii la linia de contact, tensiunea captată trebuie transformată sau convertită pentru a putea alimenta serviciile auxiliare. În cazul acționării serviciilor auxiliare cu motoare asincrone trifazate se pune problema de a crea pe locomotivă o rețea trifazată.

Pe plan mondial se folosesc diferite soluții, cele mai răspîndite fiind :

1 — grup motor de curent continuu-generator sincron [1];

2 — convertizor de frecvență și număr de faze tip ASEA [2];

3 — convertizor de număr de faze Arnou [3];

4 — alimentarea monofazată cu condensator [4];

5 — convertizor static tiristorizat trifazat [5].

La locomotiva electrică 060—EA se folosește soluția 4. Alimentarea motoarelor asincrone după schema din figura 1 prezintă anumite

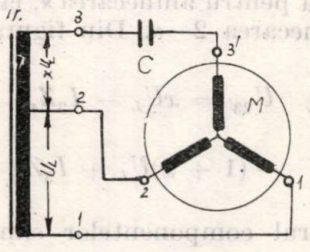


Fig. 1. Schema alimentării monofazate cu condensator a motorului asincron.

particularități. Succesul folosirii motoarelor asincrone standard este condiționat de cunoașterea condițiilor concrete de funcționare și înlăturare a factorilor care înrăutățesc aceste condiții. În principal, factorii negativi sînt supraîncălzirea datorată nesimetriei și supratensiunile din timpul fenomenelor tranzitorii.

Pentru studiul condițiilor concrete de funcționare a motoarelor alimentate conform figurii 1 este necesară adaptarea relațiilor generale, oferite de literatură [6, 7], precum și [8, 9] la condițiile de pe locomotivă.

Determinarea parametrilor schemei de alimentare

Motorul poate fi asimilat cu un receptor trifazat dezechilibrat, în stea, fără fir neutru. Conform [6] și [7] curenții pe fază sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{Y}_1 \frac{\underline{U}_{12}\underline{Y}_2 - \underline{U}_{31}\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3};\ \underline{I}_3 = \underline{Y}_3 \frac{\underline{U}_{31}\underline{Y}_1 - \underline{U}_{23}\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3} \\ \underline{I}_2 &= \underline{Y}_2 \frac{\underline{U}_{23}\underline{Y}_3 - \underline{U}_{12}\underline{Y}_1}{\underline{Y}_1+\underline{Y}_2+\underline{Y}_3} \end{aligned}\right\}, \quad (1)$$

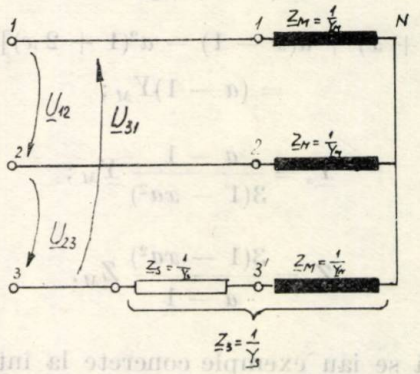


Fig. 2. Motorul asincron asimilat cu receptorul dezechilibrat în stea fără fir neutru.

În relațiile (1) se vor înlocui :

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_L \quad \underline{U}_{23} = x\underline{U}_L \quad \underline{U}_{31} = -(1+x)\underline{U}_L.$$

În cazul simetriei fiecare fază poate fi înlocuită cu o admitanță echivalentă, după cum urmează :

$$\underline{Y}_1 = \underline{Y}_M \quad \underline{Y}_2 = \underline{Y}_M \quad \underline{Y}_3 = \frac{\underline{Y}_s\,\underline{Y}_M}{\underline{Y}_s+\underline{Y}_M}.$$

Prin înlocuire în expresiile (1) se determină cei trei curenți :

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_L\,\underline{Y}_M \frac{(2+x)\underline{Y}_s + \underline{Y}_M}{3\underline{Y}_s + 2\underline{Y}_M}; \quad (2)$$

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_L\,\underline{Y}_M \frac{(x-1)\underline{Y}_s - \underline{Y}_M}{3\underline{Y}_s + 2\underline{Y}_M}; \quad (3)$$

$$\underline{I}_3 = -\underline{U}_L\,\underline{Y}_M \frac{(1+2x)\underline{Y}_s}{3\underline{Y}_s + 2\underline{Y}_M}. \quad (4)$$

Notațiile *1*, *2*, *3* ale curenților se referă la poziția de pe schemă. Succesiunea în timp a curenților se adoptă de tipul I_1, I_3, I_2, aceasta pentru a nu da naștere la confuzii în capitolul 2 unde asociem componenta de succesiune directă a sensului de rotire a rotorului.

După cum am presupus deja curenții sînt simetrici; acest lucru implică anularea componentei de succesiune inversă (componentă omopolară nu există):

$$3\underline{I}_i = \underline{I}_1 + a\underline{I}_2 + a^2\underline{I}_3 = 0;$$

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{U}_L \underline{Y}_M}{3(3\underline{Y}_s + 2\underline{Y}_M)}\{(2+x)\underline{Y}_s + \underline{Y}_M +$$

$$+ a[(x-1)\underline{Y}_s - \underline{Y}_M] - a^2(1+2x)\underline{Y}_s\} = 0;$$

$$(2+x)\underline{Y}_s + \underline{Y}_M + a[(x-1)\underline{Y}_s - \underline{Y}_M] -$$

$$- a^2(1+2x)\underline{Y}_s = 0;$$

$$[(2+x) + a(x-1) - a^2(1+2x)]\underline{Y}_s =$$

$$= (a-1)\underline{Y}_M;$$

$$\underline{Y}_s = \frac{a-1}{3(1-xa^2)}\underline{Y}_M; \qquad (5)$$

$$\underline{Z}_s = \frac{3(1-xa^2)}{a-1}\underline{Z}_M. \qquad (6)$$

Dacă se iau exemple concrete la întîmplare, se constată că $\underline{Z}_s$ conține parte reală și parte imaginară. Să determinăm condiția ca $\underline{Z}_s$ să conțină doar partea imaginară:

$$\underline{Z}_s = -jX_s;$$

$$-jX_s = \frac{3(1-xa^2)}{a-1}\underline{Z}_M;$$

$$jX_s\underline{Y}_M = \sqrt{3}\,(e^{j30^\circ} + x^{j90^\circ});$$

$$x = \frac{1}{\sqrt{3}}X_s\left(\frac{R_M}{R_M^2+X_M^2} - j\frac{X_M}{R_M^2+X_M^2}\right) -$$

$$-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

x nu poate fi decît real, de aceea partea imaginară este nulă:

$$-\frac{1}{\sqrt{3}}X_s\frac{X_M}{R_M^2+X_M^2} + \frac{\sqrt{3}}{2} = 0;$$

$$X_s = 1{,}5\,\frac{R_M^2+X_M^2}{X_M}. \qquad (7)$$

În expresia lui x se înlocuiește X_s din relația (7):

$$x = \frac{1}{\sqrt{3}}\cdot 1{,}5\,\frac{R_M^2+X_M^2}{X_M}\cdot\frac{R_M}{R_M^2+X_M^2} - \frac{1}{2};$$

$$x = \frac{1}{2}\left(\sqrt{3}\,\frac{R_M}{X_M} - 1\right), \qquad (8)$$

Cu ajutorul relațiilor (7) și (8) se determină parametrii schemei de alimentare, respectiv capacitatea C și tensiunea $\underline{U}_{23} = x\underline{U}_L$ pentru un anumit regim de funcționare a motorului. Dacă regimul de încărcare sau alimentare se schimbă, capacitatea C și tensiunea U_{23} nu mai sînt corespunzătoare; în noul regim curenții nu mai sînt simetrici.

Un astfel de regim este complet definit dacă se cunosc componentele simetrice de tensiune.

Calculul componentelor simetrice

Cîmpul învîrtitor al motorului asincron alimentat monofazat cu condensator, conține, în general, o componentă directă și una inversă. Pentru cele două componente ale cîmpului, motorul asincron prezintă două admitanțe, cea directă și cea inversă. Admitanța directă

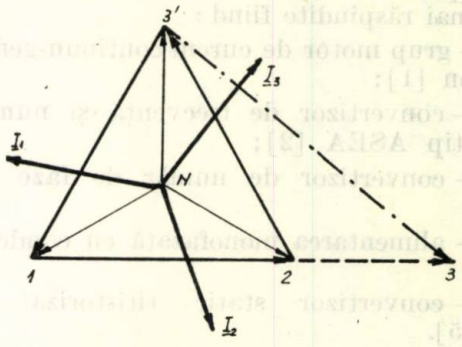


Fig. 3. Diagrama fazorială pentru alimentarea monofazată cu condensator a motorului asincron.

se calculează pentru alunecarea s, iar cea inversă pentru alunecarea $2-s$. Din figura 3 se scrie:

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_L \quad \underline{U}_{23'} = x\underline{U}_L - \underline{I}_3\underline{Z}_s \quad \underline{U}_{31'} = -$$

$$-(1+x)\underline{U}_L + \underline{I}_3\underline{Z}_s. \qquad (9)$$

Cu ajutorul componentelor simetrice $\underline{I}_3$ se exprimă:

$$\underline{I}_3 = a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i;$$

$$\underline{I}_3 = a\underline{U}_{df}\underline{Y}_d + a^2\underline{U}_{if}\underline{Y}_i. \qquad (10)$$

Între mărimile de fază și de linie există relațiile:

$$\underline{U}_{df} = \frac{1}{\sqrt{3}}\underline{U}_{dL}e^{-j30^\circ}; \quad \underline{U}_{if} = \frac{1}{\sqrt{3}}\underline{U}_{iL}\,e^{j30^\circ}. \qquad (11)$$

Prin înlocuire expresia (10) devine:

$$\underline{I}_3 = \frac{e^{j90^\circ}}{\sqrt{3}}(\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i). \qquad (12)$$

Prin înlocuire în expresiile (9) acestea devin:

$$\left.\begin{aligned}\underline{U}_{12} &= \underline{U}_L \\ \underline{U}_{23'} &= x\underline{U}_L - \frac{1}{\underline{Y}_s}\frac{e^{j90^\circ}}{\sqrt{3}}(\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i) \\ \underline{U}_{3'1} &= -(1+x)\underline{U}_L + \frac{1}{\underline{Y}_s}\frac{e^{j90^\circ}}{\sqrt{3}}(\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i)\end{aligned}\right\} \quad (13)$$

Considerăm că succesiunea în timp a fazelor este: $\underline{U}_{12}$, $\underline{U}_{3'1}$, $\underline{U}_{23}$.

Componenta de succesiune directă va fi:

$$\underline{U}_{dl} = \frac{1}{3}\left\{\underline{U}_L + a\left[-(1+x)\underline{U}_L + \frac{1}{\underline{Y}_s}\frac{e^{j90^\circ}}{\sqrt{3}}(\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i)\right] + a^2\left[x\underline{U}_L - \frac{1}{\underline{Y}_s}\frac{e^{j90^\circ}}{\sqrt{3}}(\underline{U}_{dL}\underline{Y}_d - \underline{U}_{iL}\underline{Y}_i)\right]\right\}.$$

Se înlocuieşte $\underline{U}_{iL} = \underline{U}_L - \underline{U}_{dL}$ şi se obţine:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{\sqrt{3}\,(e^{-j30^\circ} - jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_s. \quad (14)$$

Procedînd la fel, se obţine $\underline{U}_{iL}$:

$$\underline{U}_{iL} = \frac{\sqrt{3}\,(e^{j30^\circ} + jx)\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_L. \quad (15)$$

La locomotiva electrică 060—EA, $x = 0{,}715$; înlocuind vom avea:

$$\underline{U}_{dL} = \frac{2{,}59\,e^{-j54^\circ30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_i}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_L,$$

$$U_{iL} = \frac{2{,}59\,e^{j54^\circ30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_d}{3\underline{Y}_s + \underline{Y}_d + \underline{Y}_i}\,\underline{U}_L. \quad (16)$$

În aceste relaţii este variabil $\underline{Y}_d$, iar $\underline{U}_L \cdot \underline{U}_L$ variază între 320 V şi 450 V, în funcţie de tensiunea la linia de contact. $\underline{Y}_d$ variază în funcţie de U_L, care este unica variabilă independentă.

Prin măsurători experimentale s-a stabilit următoarea relaţie pentru calculul admitanţei directe:

$$\underline{Y}_d = \frac{K_1}{U_L^2} + j\frac{K_2}{U_L}, \quad (17)$$

în care:

K_1 şi K_2 sînt constante şi reprezintă:

K_1 — puterea absorbită de motoare de la reţea;

K_2 — curentul reactiv (I. sin φ).

Înlocuind pe $\underline{Y}_d$ din (17) în relaţia (16), se obţin relaţii cu care se pot calcula $\underline{U}_d$ şi $\underline{U}_i$ pentru orice tensiune $\underline{U}_L$, cuprinsă între 320 V şi 450 V. Se constată că $\underline{U}_i$ se anulează pentru o valoare de aproximativ 380 V şi creşte în modul spre ambele limite. Pentru calculul componentelor simetrice ale curentului se calculează mărimile de fază şi se amplifică cu $\underline{Y}_d$ şi respectiv cu $\underline{Y}_i$.

Pentru ca încălzirea suplimentară, datorată nesimetriei, să nu pericliteze funcţionarea motorului, se alege, conform [10] un motor cu puterea nominală:

$$P_n = P'\sqrt{1+\alpha_1}. \quad (18)$$

În cazul nostru coeficientul de disimetrie este:

$$\alpha_1 = \frac{(2{,}59\,e^{j54^\circ30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_d)\underline{Y}_i}{(2{,}59\,e^{-j54^\circ30'}\,\underline{Y}_s + \underline{Y}_i)\underline{Y}_d}\,e^{j60^\circ}. \quad (19)$$

Conform calculului şi determinărilor experimentale avem: la $U_L = 320$, $\alpha_1 = 0{,}32$, iar la $U_L = 450$, $\alpha_i = 0{,}39$; rezultă:

$P_n = 1{,}15$ P', la 320 V şi $P_n = 1{,}18$ P', la 450 V.

Rezultă necesitatea ca motoarele să fie dimensionate pentru o putere cu circa 20% mai mare decît cea preluată de serviciul auxiliar acţionat.

Pe de altă parte se constată că există posibilitatea relativ simplă de a avea simetrie în întreg domeniul de variaţie a tensiunii de alimentare.

Impedanţa echivalentă pe fază a motorului, conform relaţiei (17) este:

$$\underline{Z}_M = \frac{U_L^2 K_1}{K_1^2 + K_2^2 U_L^2} - j\frac{K_2 U_L^3}{K_1^2 + K_2^2 U_L^2}. \quad (20)$$

Din relaţia (7) se determină X_s:

$$X_s = 1{,}5\frac{\left(\frac{U_L^2 K_1}{K_1^2 + K_2^2 U_L^2}\right)^2 + \left(\frac{K_2 U_L^3}{K_1^2 + K_2^2 U_L^2}\right)^2}{\frac{K^2 U_L^3}{K_1^2 + K_2^2 U_L^2}} = 1{,}5\frac{U_L}{K_2};$$

$$C^{\mu F} = \frac{10^6 K_2}{314 \cdot 1{,}5\,U_L} = 2{,}12 \cdot 10^3\,\frac{K_2}{U_L}. \quad (21)$$

Din relaţia (8) se determină x:

$$x = \frac{1}{2}\left(\sqrt{3}\,\frac{U_L^2 K_1}{K_2 U_L^3} - 1\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{\sqrt{3}K_1 - K_2 U_L}{K_2 U_L}\right). \quad (22)$$

Se observă că :

$$\left(\frac{1}{2}+x\right)U_L=\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{K_1}{K_2}.$$

A doua condiție de simetrie este montarea unui stabilizator ca în figura 4.

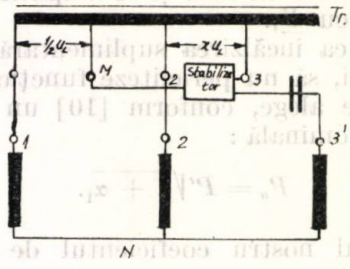


Fig. 4. Schema de alimentare a serviciilor auxiliare cu stabilizator, pentru menținerea simetriei cînd tensiunea de alimentare U_{12} variază.

Experimental, se constată că prin menținerea constantă a tensiunii U_{M3} și a capacității C, corespunzător alese, disimetria de tensiune este sub 2,5% cît admit normele.

Locomotiva 060—EA nu este echipată cu un astfel de stabilizator, ca în figura 4, în schimb motoarele sînt dimensionate conform relației (18).

Folosirea stabilizatorului ar aduce următoarele avantaje :

1. Micșorarea cantității de căldură dezvoltată în motoare și ca urmare :

— alegerea unor motoare de putere cu 20% mai mică ;

— micșorarea temperaturii în sala mașinilor care deranjează funcționarea celorlalte aparate.

2. Îmbunătățirea protecției prin relee termice a motoarelor și ridicarea eficacității acesteia.

Pentru cazul exploatării locomotivelor în țări cu climă caldă folosirea stabilizatorului ne scutește de modificări constructive.

Fenomene tranzitorii

Pornirea motoarelor serviciilor auxiliare se face în grupe de circa 24 kW cu ajutorul unei baterii de condensatoare de pornire de 1 000 μF. Conectarea grupei următoare se face după ce ventilatoarele din prima grupă au creat presiunea prescrisă. Bateria de condensatoare de pornire stă conectată din momentul conectării primei grupe pînă la terminarea pornirii ultimei grupe.

Fenomenele tranzitorii din timpul pornirii, specifice acestui sistem de alimentare pot fi relativ simplu descrise matematic. Se constată o bună concordanță între măsurători și rezultatele matematic obținute.

Relația (16) își păstrează valabilitatea și în timpul pornirii. La motoarele cu rotorul în dublă colivie se constată că $\underline{Y}_i$ se păstrează constant în timpul accelerării, egal cu $\underline{Y}_p$. Experimental se constată că diagrama variației lui $\underline{Y}_d$ poate fi asimilată cu două segmente de dreaptă, unul de la alunecare $s=1$ pînă la s_k, iar altul de la s_k la s_n.

$\underline{U}_i$ din relația (16) se mai poate scrie sub forma :

$$\underline{U}_i=\left(1+\frac{2{,}59\,e^{j125°30'}\,\underline{Y}_s+\underline{Y}_\cdot}{3\underline{Y}_s+\underline{Y}_d+\underline{Y}_i}\right)U_l,$$

iar :

$$\underline{U}_a=\left(\frac{2{,}59\,e^{-j54°30'}\,\underline{Y}_s+\underline{Y}_i}{3\,\underline{Y}_s+\underline{Y}_d+\underline{Y}_i}\right)U_l.$$

Diagramele lui $\underline{U}_i$ și $\underline{U}_a$ se construiesc plecînd de la diagrama lui $\underline{Y}_d$. Lui $\underline{Y}_d$ i se aplică o translație cu fazorul $3\underline{Y}_s+\underline{Y}_i$ după care i se aplică transformările : simetrie în raport cu axa reală și inversiune de pol zero și putere 1. Inversul unei drepte este un cerc, așa că inversul celor două segmente de dreaptă sînt două arce de cerc. Acestor arce li se aplică o rotație egală cu argumentul fazorului $2{,}59e^{j125°30'}\,\underline{Y}_s+\underline{Y}_i$, iar apoi o omotetie de centru zero și raport egal cu modulul aceluiași fazor. După translația cu 1 se obține $\underline{U}_i$. $\underline{U}_d$ se obține din funcția $:\frac{1}{3\underline{Y}_s+\underline{Y}_d+\underline{Y}_i}$, căreia i se aplică o rotație cu unghiul egal cu argumentul fazorului $2{,}59e^{-j54°30'}\,\underline{Y}_s+\underline{Y}_i$, o omotetie de centru zero și raport egal cu modulul aceluiași fazor. În figura 5 se prezintă diagrama de variație a

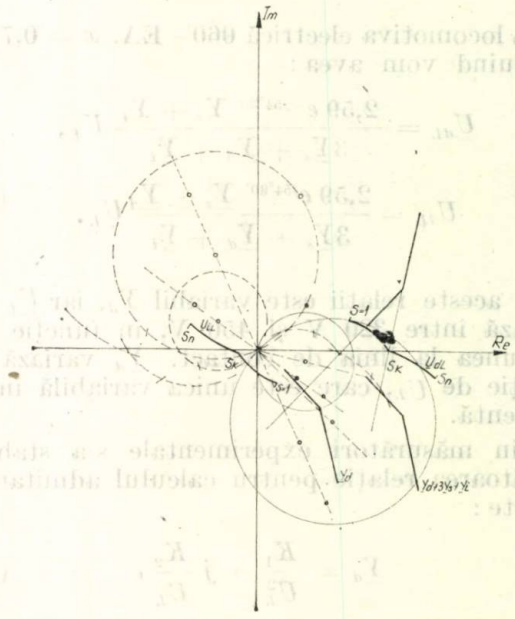


Fig. 5. Diagrama variației lui U_{dL} și U_{iL} în timpul pornirii primei grupe de motoare.

lui $\underline{U}_i$ și $\underline{U}_d$ la pornirea primei grupe. Din această diagramă s-au extras valorile pentru începutul și sfîrșitul pornirii și s-au reprezentat

în diagramele fazoriale din figurile 6 şi 7. În diagramele fazoriale din figura 6, care reprezintă începutul pornirii, se constată existenţa unei nesimetrii mari.

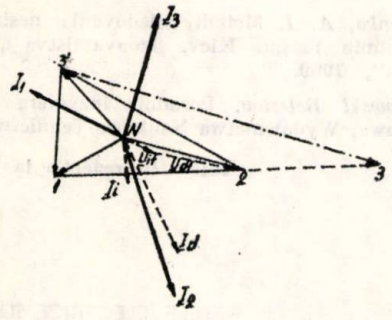


Fig. 6. Diagrama fazorială pentru momentul conectării grupei I.

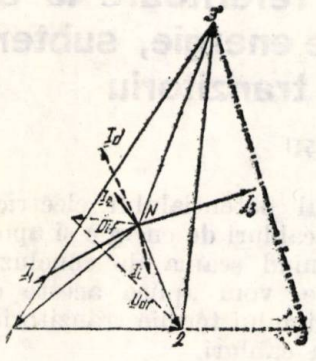


Fig. 7. Diagrama fazorială pentru situaţia că motoarele din prima grupă se rotesc cu turaţia nominală şi condensatorii de pornire sînt conectaţi.

În unităţi relative componentele simetrice sînt: $U_{df} = 0{,}815$ şi $U_{if} = 0{,}313$. Cuplul de pornire dezvoltat de motoare este de circa 60% din cuplul de la alimentarea simetrică.

Curentul pe faza *2* este cu circa 25% mai mare decît la alimentarea simetrică.

Diagrama fazorială valabilă pentru momentul conectării nu se schimbă mult cînd motorul începe să se rotească, fiind aproximativ la fel pînă ce motorul atinge turaţia de răsturnare (circa 80% din timpul de pornire).

Diagrama fazorială din figura 7 reprezintă situaţia cînd motorul a ajuns la turaţia nominală.

Tensiunile U_{23}, $U_{3,1}$ sînt mai mari decît dublul tensiunii U_{12}.

Curentul pe faza *2* este debitat de motoare în reţea, deci, motoarele funcţionează în regim de convertizor de număr de faze.

În figura 8 este reprezentată situaţia la conectarea grupei a 2-a. Se constată o apropiere mai mare de simetrie şi aceasta datorită faptului că grupa $i - i$ de motoare funcţionează în regim de convertizor de număr de faze. Curentul I_{31} este debitat de grupa $i - i$ şi preluat de grupa a II-a. Curentul I_{21} este mai mare decît dublul curentului la alimentarea simetrică. Se vede că pe faza II avem curenţi mai mari la alimentarea simetrică pe perioada

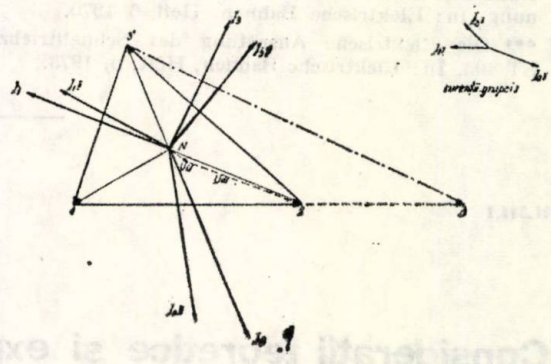


Fig. 8. Diagrama fazorială pentru momentul conectării grupei a II-a

pornirii tuturor grupelor. Acest lucru face necesară reglarea protecţiei termice la valori mai mari.

Concluzii

În capitolele precedente s-au determinat relaţiile de dimensionare a elementelor de circuit şi funcţiile complexe, pe baza cărora s-a studiat funcţionarea motoarelor alimentate (fig.1).

Variaţia acestor funcţii cu tensiunea şi în timpul pornirii, a fost studiată matematic şi s-a specificat că există o foarte bună concordanţă cu rezultatele experimentale în condiţiile simplificărilor precizate.

Pentru o bună funcţionare şi o fiabilitate satisfăcătoare a motoarelor serviciilor auxiliare ale locomotivei electrice se impune:

1. alegerea unor motoare de putere cu 20% mai mare decît cea necesară acţionării respective;

2. alegerea unor motoare cu cuplu de pornire mărit, mai ales la cele care pornesc cu sarcină parţială, cazul compresoarelor, deoarece cuplul de pornire este micşorat la circa 60%;

3. reglarea protecţiei termice la valori de deconectare mai mari decît în regim simetric, cu circa 25% atît datorită curentului pe faza a II-a, mai mare în timpul pornirii, cît şi neegalităţii curenţilor în timpul funcţionării:

4. datorită supratensiunilor mari de la sfîrşitul pornirii, conductorul de bobinare, bobinarea şi izolaţiile trebuie să fie speciale.

Bibliografie

[1] *** The swedish state railways thyristor controlled train set X_1. ASEA Pamphlet TB 26-101 E.

[2] *** Tyristor-Lokomotiven heute und morgen. În: ASEA Broschüre TB 22—1037 Ausgabe 1, Aug. 1972.

[3] *** Die 50 Hz.—Gleichrichterlokomotive Baureihe E 211. În: Elektrische Bahne, Heft, 2, 1970.

[4] *Mayer Walter.* Die 4000 KW Lokomotiven der Jugoslawischen Eisenbahnen 50 Hz. 25 KV, Fahrdratspannung. În: Elektrische Bahnen, Heft 6 1970.

[5] *** Die Elektrische Ausrütung des Schnelltriebzug ET 403. În: Elektrische Bahnen, Heft, 6, 1973.

[6] *Timotin, A.* și *Hortopan, V.* Lecții de bazele electrotehnicii II. București, Ed. did. și ped., 1964.

[7] *Andronescu, Pl.* Bazele electrotehnicii II. București, Ed. did. și ped.

[8] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. IV, București, Ed. tehnică, 1960.

[9] *Adamenko, A. I.* Metodî issledovania nesimetricinîh asinhronnîh maşin. Kiev, Izdavatelstva „Naukova Dumka", 1969.

[10] *Konorowski Boleslav.* Poradnik inzyniera electryka. Warszawa, Wydawnictwa Naukowo-Tehniczna.

Intrat în redacție la 16.II.1975

CZ 621.311.1

REȚELE ELECTRICE SUBTERANE
REGIM TRANZITORIU
FUNCȚII BESSEL
CALCUL MATRICEAL

Considerații teoretice și experimentale referitoare la cîmpul termic generat în rețelele electrice de energie, subterane, care funcționează în regim tranzitoriu

CONSTANTIN CRUCERU* — BUCUREȘTI

În două lucrări anterioare, indicate în [1] și [2], am arătat considerentele teoretice care trebuie avute în vedere la calculul regimului termic, al temperaturii rețelelor de energie în cablu de 10 ... 110 kV, care funcționează sub sarcină variabilă. Au fost puse în evidență, cu această ocazie, cîteva cazuri, particulare de folosire a funcțiilor Bessel, la calculul temperaturii cablurilor de energie la scurtcircuit și s-au arătat condițiile simplificatoare de aplicare a acestor funcții asociate cu calculul matricial spre a se obține soluțiile cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice.

În lucrarea de față se vor face referiri la unele particularități ale cîmpului termic generat în rețelele electrice de energie subterane și cu unele observații privind calculul lui în regim variabil, cu ajutorul funcțiilor, Bessel de speța întîi și de speța a doua.

1. Definirea funcției Bessel de speța întîi și a funcției Bessel de speța a II-a și ordinul zero, în cazul unui cîmp potențial, pornind de la ecuația lui Laplace

Pentru a defini funcțiile Bessel de speța întîi și de speța a doua, în vederea aplicării lor la calculul cîmpului electric, generat în rețelele electrice de energie în cablu, vom face apel, în prealabil, la unele elemente matematice de calcul al potențialului electric, în regim variabil, în cabluri de energie și apoi, prin similitudine, ținînd seama de concluziile la care vom ajunge, vom aplica aceste concluzii la calculul regimului termic tranzitoriu și al temperaturii în cabluri.

Admițînd că rețeaua în cablu funcționează în scurtcircuit, ca formă a unui regim tranzitoriu, vom lua în considerație cazul unei rețele electrice în cablu monofazat avînd secțiunea circulară și izolată cu un dielectric oarecare (hîrtie impregnată cu ulei, policlorură de vinil, polietilenă ș.a.). În acest caz, ecuația potențialului electric în rețea, în regim variabil, scrisă în coordonate cilindrice are forma :

$$\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial V}{\partial r}\right)+\frac{1}{r^2}\cdot\frac{\partial^2 V}{\partial \varphi^2}+\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}=0, \qquad (1)$$

în care : V este potențialul cablului, în regim variabil ;
φ — unghiul cu care este orientat potențialul electric ;
r — raza cablului ;
z — axa de simetrie a cablului monofazat.

Deoarece repartiția potențialului (V) nu depinde de unghiul (φ), ecuația (1) devine :

$$\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial V}{\partial r}\right)+\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}=$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\cdot\frac{\partial V}{\partial r}+\frac{\partial^2 V}{\partial z^2}=0. \qquad (2)$$

* Dr. ing. *Cruceru Constantin* este conferențiar universitar și cercetător științific principal la Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică-București.

Din această ecuație rezultă că potențialul V depinde numai de variabilele r și z, ceea ce ne permite să aplicăm, pentru calculul acestuia, metoda separării variabilelor, adică să scriem că soluția ecuației (2), este :

$$V(z, r) = R(r) \cdot Z(z). \tag{3}$$

Înlocuind, în continuare, funcția $V(z, r)$ în ecuația (2), se obține :

$$Z \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{1}{r} Z \frac{dR}{dr} + R \frac{d^2 Z}{dz^2} = 0. \tag{4}$$

Împărțind ecuația (4) cu $R(r) \cdot Z(z)$ și separînd variabilele, se ajunge la :

$$\frac{1}{R} \cdot \frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dr} = \frac{1}{Z} \cdot \frac{d^2 Z}{dz^2}. \tag{5}$$

Dacă cei doi membri ai ecuației (5) sînt egali cu o constană (K), atunci ecuația diferențială din (5), este o ecuație diferențială de tip Bessel, iar soluțiile ei sînt, în mod evident, funcții Bessel. Deci, soluția generală a ecuației diferențiale care servește pentru determinarea funcției $R(r)$ este :

$$R(r) = CJ_0.(kr) + DN_0(kr), \tag{6}$$

în care : $J_0\,(kr)$ este funcția Bessel de speța întîi și ordinul zero, de argument kr ;

$N_0\,(kr)$ — funcția Bessel de speța a doua și ordinul zero de același argument kr (funcția Neumann).

În concluzie, una din soluțiile obținute pentru funcția $V(z, r)$ este :

$$V(z, r) = Z(z) . R(r) =$$

$$= [\text{Ach } kz + B \text{ sh } kz] \cdot [C J_0(k r) + DN_0 (k r)]. \tag{7}$$

Căutînd soluțiile, cu simetrie cilindrică, ale ecuației (1), scrisă în coordonate cilindrice, se ajunge la următoarea ecuație diferențială :

$$\frac{d^2 R_2}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{dR}{dr} + k^2 R = 0. \tag{8}$$

Introducînd o nouă variabilă independentă, definită prin relația $\rho = k r$ și avînd în vedere că :

$$r = \frac{\rho}{k}, \quad dr = \frac{d\rho}{k},$$

obținem următoarea ecuație :

$$\frac{d^2 R(\rho)}{d\rho^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{dR(\rho)}{d\rho} + R(\rho) = 0. \tag{9}$$

Ecuația (9) este un caz particular al ecuației diferențiale Bessel :

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \cdot \frac{dy}{dx} - \left(1 - \frac{n^2}{x^2}\right) y = 0. \tag{10}$$

Dacă admitem că $n = 0$, atunci ecuația (10) devine :

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \cdot \frac{dy}{dx} + y = 0. \tag{11}$$

Una din soluțiile particulare ale acestei ecuații este funcția Bessel de speța întîi și ordinul zero, iar cealaltă este funcția Bessel de speța a doua și ordinul zero. Soluțiile particulare respective sînt serii de forma :

$$J_0(x) = 1 - \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{(2 \cdot 4)^2} - \frac{x^6}{(2 \cdot 4 \cdot 5)^2} + - \ldots \tag{12}$$

și :

$$N_0(x) = \frac{2}{\pi} \left\{ \left[\ln \frac{\gamma \cdot x}{2} \right] J_0(x) + \left(\frac{x}{2^2}\right)^2 - \right. \tag{13}$$

$$\left. - \frac{1 + \frac{1}{2}}{(2!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^4 + \frac{1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}}{(3!)^2} \left(\frac{x}{2}\right)^6 - + \ldots \right\}$$

Deci, soluțiile particulare ale ecuației (10) sînt o funcție Bessel de speța întîi $J_0\,(x)$ și o funcție Bessel de speța a doua $N_0(x)$, sau funcții Neumann, care se regăsesc în expresia (7) și cu ajutorul cărora se poate calcula potențialul într-o rețea într-un anumit punct al acesteia.

2. Aplicarea funcției Bessel de speța întîi și ordinul zero și a funcției Bessel de speța a doua și ordinul zero, la studiul regimului termic tranzitoriu în rețelele de cabluri subterane de energie

Admitem că prin similitudine cîmpul termic într-un cablu este un cîmp potențial cu simetrie cilindrică. Atît în cazul cablurilor de energie monofazate, cît și a celor trifazate considerate cabluri monofazate dispuse în paralel, regimul termic tranzitoriu, caracterizat prin cîmpul de temperatură, în interiorul și în vecinătatea lor se poate presupune cilindric și simetric. Cîmpul termic, în cazul unei simetrii cilindrice se poate calcula printr-o ecuație diferențială, similară cu cea indicată în (2) pentru calculul V, și anume [1, 2, 6, 7] :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = K \cdot \frac{\partial^2 \theta}{\partial r^2} + \frac{K}{r} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial r} + \frac{W}{C}, \tag{14}$$

în care :

θ este temperatura cablului ;

t — timpul ;

r — raza sistemului de coordonate polare ;

K — difuzia termică ;

W — pierderea de putere în unitatea de volum ;

C — capacitatea termică în unitatea de volum.

Dacă pierderile în cablul considerat au, în timp, o variaţie sinusoidală [5] soluţia ecuaţiei (14) se poate exprima sub formă analitică, folosind de asemenea funcţiile Bessel, şi anume :

$$T(jw, r) = A \cdot J_0(z) + B \cdot H_0(z), \qquad (15)$$

cu :

$$z = r\sqrt{\frac{-j\omega}{K}}, \qquad (16)$$

în care :

T este temperatura complexă ;

j — egal cu $\sqrt{-1}$;

$\omega = 2\pi f$; f — frecvenţa de variaţie a pierderilor ;

$H_0(z)$ — funcţie de speţa a doua (funcţie Neumann) şi ordinul zero, care reprezintă deplasarea undelor termice către exterior, în raport cu conductorul ;

$J_0(z)$ — funcţie de speţa întîi şi ordinul zero care reprezintă deplasarea undelor termice către interiorul conductorului, spre mediul ambiant ;

A, B — coeficienţi complecşi.

Ecuaţia de forma (14) dă o soluţie matematică exactă numai în cazul cînd se consideră cîmpul termic în conductorii cablului ca fiind simetric, iar mediul înconjurător acestuia, omogen.

În acest caz, coeficientul complex A în vecinătatea conductorului se poate lua : $A = 0$, căci funcţia $J_0(z) = J_0(X\sqrt{-1})$ creşte la infinit o dată cu X. Se înţelege, de asemenea că, în acest caz, rezistenţa termică a conductorului poate fi calculată plecînd de la relaţiile :

$$P = -2\pi r K \frac{\partial T}{\partial r}, \qquad (17)$$

$$R = \frac{T}{P} = \frac{H_0^{(1)}(z_1)}{2\pi z_1 K H_1^{(1)}(z_1)}, \qquad (18)$$

în care :

P este puterea care circulă de la conductor spre izolant ;

K — conductivitatea termică a mediului ambiant conductorului ;

T — temperatura conductorului ;

R — rezistenţa termică complexă a mediului ambiant conductorului ;

z_1 — variabilă care, potrivit ecuaţiei (16), corespunde conductorului cu raza r_1 ;

$H_0(z_1)$ — derivata funcţiei $H_0(z_1)$.

Luînd în consideraţie relaţiile (17) şi (18), se pot determina, astfel, prin calcul, mărimile T, P şi R.

3. Soluţia numerică a ecuaţiei cu derivate parţiale

Ţinînd seamă de dificultăţile care intervin în calcul folosind relaţiile (17) şi (18), ca volum şi ca timp de calcul, este de preferat să se calculeze temperaturile în cablurile de energie sub sarcină variabilă, cu ajutorul ecuaţiei (14). În acest caz se substituie variabilei r o nouă variabilă s legată de r prin relaţia de substituţie :

$$s = n\frac{r}{r_0}.$$

După substituţie ecuaţia devine :

$$\frac{d\theta}{dt} = K \cdot \frac{e^{-2s}}{r_0^2} \cdot \frac{d^2\theta}{ds^2} + \frac{W}{C}. \qquad (19)$$

Dacă în ecuaţia (19) se consideră că temperatura în linia de cablu este staţionară, atunci ecuaţia (19) devine o funcţie liniară de variabila S, la care temperaturile din punctele discrete S_i se pot determina pentru intervale de timp constante, egale cu q. În acest caz putem utiliza o ecuaţie care derivă din ecuaţia (19), ecuaţie care se bazează pe metoda diferenţelor finite :

$$\theta_i^{(n+1)} - \theta_i^{(n)} = f_i[\theta_{i-1}^{(n)} - 2\theta_i^{(n)} + \theta_{i+1}^{(n)}] + P_i^{(n)}, \qquad (20)$$

în care :

$$f_i = \frac{K \cdot e^{-2s}}{r_0^2 \cdot h^2} \cdot q,$$

unde :

$q = t_{n+1} - t_n$ este temperatura în punctul $S = S_i$, la momentul $t = t_r$;

$h = S_{i+1} - S_i$ — intervalul de timp, respectiv, intervalul spaţial înăuntrul căruia se calculează temperatura ;

P_i — creşterea temperaturii în intervalul de timp considerat, datorită pierderilor de putere în punctul S_{i+1} şi S_i.

În cazul sarcinilor variabile, deci, în cazul cînd în linia de cablu avem un regim tranzitoriu de temperatură, metoda diferenţelor finite pentru calculul temperaturii, aşa cum s-a arătat, este greu de aplicat, deoarece spre a se obţine o serie convergentă este necesar ca valoarea coeficientului f_i să fie de cel mult 0,5.

Pentru a elimina această dificultate recurgem la o metodă matriceală. În acest caz pentru calculul temperaturilor, la un moment dat $t = t_n$, pot fi definite aceste temperaturi sub forma unei matrice de coloană $T^{(t)}$. Dacă pierderile în timpul unei perioade q sînt constante, este evident că temperaturile la momentele $t = t_{n+1} = t_n + q$, sînt funcţii liniare ale pierde-

rilor de putere în linie. Această apreciere conduce implicit la ecuaţia :

$$T^{(t+1)} = C \cdot T^{(t)} + D \cdot S, \tag{21}$$

în care :

$T^{(t+1)}$ este matricea temperaturii la momentul $t = t_{n+1}$;

$T^{(t)}$ — matricea temperaturii la momentul $t = t_n$;

S — matricea pierderilor de putere în linie ;

C, D — matrice pătrate.

Pe baza considerentelor de mai sus, variaţiile de temperatură pot fi calculate în tranşe de 0,5 h. Pentru a se obţine matricele C, D şi S scriem ecuaţia (20) sub forma matriceală :

$$T^{(n+1)} = F \cdot V^{(n)} + p^{(n)}, \tag{22}$$

în care :

$T^{(n+1)}$ este matricea de temperatură la momentul $t = t_{n+1} = t_n + q$;

$p^{(n)}$ — matricea pierderilor de putere.

Coloana matricelor P, rămîne invariantă în timpul intervalelor succesive de temperatură, iar dacă ecuaţia (22) se repetă de n ori, se obţine următorul rezultat :

$$T^{(n+m)} = F^{(m)}\, T^{(n)} + (\dot{I} + F + F^2 + \ldots + F^{m-1})\, p^{(n)}, \tag{23}$$

în care I este matricea unitară.

Dacă se compară ecuaţia (23) cu ecuaţia (21) şi se alege un multiplu al intervalului de timp $q_i = mq$, se obţin următoarele expresii ale matricelor, C, D şi S :

$$C = F^m, \tag{24}$$

$$D = \dot{I} + F + F^2 + \ldots + F^{m-1}, \tag{25}$$

$$S = P. \tag{26}$$

Ecuaţia (21) se mai poate scrie sub forma următoare :

$$T^{(t+1)} = C \cdot T^{(1)} + D \cdot p^{(t)}. \tag{27}$$

În calculele practice se poate utiliza metoda următoare : se alege numărul m astfel încît $m = 2^n$, în care n este număr întreg pozitiv. Se calculează matricea C, ridicînd de n ori la pătrat matricea F.

Matricea D se poate calcula şi cu relaţia :

$$D = (\dot{I} + F)\,(\dot{I} + F^2)\ldots(\dot{I} + F^{\frac{m}{2}}). \tag{28}$$

Toate puterile lui F au fost deja calculate atunci cînd s-a calculat matricea.

Mai există şi o altă formulă pentru D, care necesită şi mai puţin timp de calcul :

$$D = (\dot{I} - F)^{-1}\,(\dot{I} - F^m). \tag{29}$$

Folosirea acestei relaţii nu este recomandabilă, deoarece matricea $(\dot{I} - F)$ este foarte apropiată de zero.

4. Exemplu de calcul

Pentru a verifica relaţiile de mai sus s-a luat un cablu de energie de 10 kV cu izolaţie de hîrtie, protejat în manta de plumb, montat la Combinatul Chimic-Baia Mare, avînd caracteristicile de mai jos :

secţiunea	95 mm² ;
diametrul conductorului de cupru	12,3mm ;
diametrul conductorului izolat	40,2 mm ;
diametrul mantalei de plumb	48,2 mm ;
diametrul cablului final	53,4 mm.

În calcul s-au utilizat următoarele constante :

a — capacitatea termică specifică ($W.s.°C^{-1}.dm^{-3}$):

— a uleiului de cablu	2500 ;
— a cuprului	3440 ;
— a izolaţiei de hîrtie impregnată	1980 ;
— a mantalei de plumb	1410 ;

b — conductivitatea termică ($W.m^{-1}.°C^{-1}$) :

— a uleiului de cablu	0,134 ;
— a izolaţiei de hîrtie impregnată	0,18 ;
— a mantalei de plumb	0,2...0,18
— a solului	1...1,43 ;

c — difuziunea termică :

— a uleiului de cablu	0,00053 ;
— a izolaţiei de hîrtie impregnată	0,00091 ;
— a mantalei cablului	0,00091 ;
— a solului	0,01—0,02.

În funcţie de datele de mai sus, s-a calculat temperatura în cablul, respectiv, într-un interval de 24 ore, iar rezultatele sînt reprezentate grafic în figurile 1 şi 2.

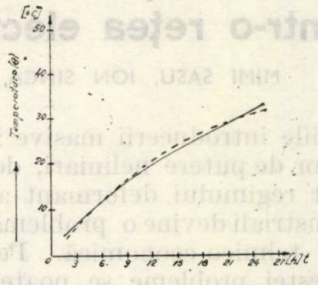


Fig. 1. Variaţia temperaturii, în cablu, considerîndu-se o pierdere constantă de putere de 16 W/m (într-un ciclu de 24 h) : — temperatură măsurată ; — — — temperatura calculată.

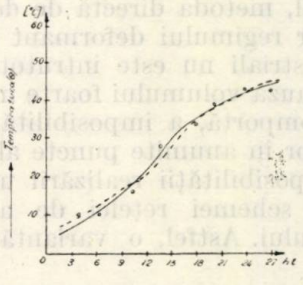


Fig. 2. Variaţia temperaturii în cablu, considerîndu-se că pierderea de putere variază sinusoidal şi avînd amplitudinea de 16 W/m : — — — — temperatura măsurată ; — — — — temparatura calculată.

După cum reiese din aceste figuri rezultatele obținute pe cale analitică sînt apropiate de cele obținute pe cale de măsurători, ceea ce confirmă justețea bazei de calcul folosită în lucrare.

5. Concluzii

În legătură cu lucrările efectuate se poate concluziona :

— oportunitatea cunoașterii regimului de temperatură în rețelele electrice de cablu de înaltă tensiune care funcționează sub sarcină variabilă, cu ajutorul unor metode analitice, și concordanța rezultatelor obținute pe cale analitică cu cele obținute prin măsurărori directe ;

— cunoscînd regimul de temperatură în timpul exploatării, se pot lua măsurile de optimizare a funcționării cablurilor și, deci, de utilizare a acelui tip de cablu care corespunde cel mai bine condițiilor de exploatare ;

— oportunitatea corelării rezultatelor obținute în această lucrare cu unele cercetări, privitoare la durata de viață a cablurilor din seria unitară de 1...10 kV, care se produc în țară ; aceste cercetări urmăresc modul de comportare a cablurilor la îmbătrînire, sub sarcină de lungă durată, sub acțiunea tensiunii și curentului electric, căutîndu-se astfel să fie stabilite temperaturile optime de funcționare ale cablurilor ;

— ca o consecință a celor arătate este necesară proiectarea și dimensionarea cablurilor în funcție de natura și mărimea sarcinilor pe care ele le deservesc în sistemul electroenergetic.

Bibliografie

[1] *Cruceru, C.* Considerații teoretice și experimentale cu privire la determinarea temperaturii cablurilor de energie care funcționează sub sarcină variabilă. În : Lucrările I.C.P.E. București, nr. 24, 1970, p. 47—50.

[2] *Cruceru, C.* Aspecte cu privire la variația regimurilor tranzitorii de temperatură la rețelele subterane de energie de 1...66 kV. Comunicare prezentată la Sesiunea științifică a Institutului politehnic-București, organizată cu prilejul sărbătoririi a 150 ani de la înființarea primelor cursuri de inginerie, în limba română, București (1—3 nov 1968).

[3] *Nicolau Edmond.* Introducere în electromagnetismul teoretic modern. București, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1974, p. 28—36.

[4] *Simonyi, K.* Electrotehnică teoretică (traducere din limba maghiară). București, Editura tehnică, 1974. p. 207—246.

[5] *Moisil George.* Fizica pentru ingineri. Vol. 1 București, Ed. tehnică, 1967, p. 354—358.

[6] *Weedy, B.M.* Thermal transients in a high voltage cable system with natural and artificial cooling. In : I.E.E.— paper, nr. 39795, 1962.

[7] *Douglas, J.* A Survey of numerical methods for parabolic differential equations. In : Advances in Compouters Vol. 2, New-York-London, Academic Press, 1962.

Intrat în redacție la 23.II.1975

CZ 621.3.018.3 :681.142

REGIMURI DEFORMANTE
CALCULATOR NUMERIC

Determinarea pe calculator numeric a distribuției armonicilor într-o rețea electroenergetică cu regim deformant

MIMI SASU, ION SINCA, VALENTIN GHEORGHE, ION DINCULESCU* — BUCUREȘTI

În condițiile introducerii masive în industrie a receptorilor de putere neliniari, determinarea parametrilor regimului deformant al consumatorilor industriali devine o problemă de mare importanță tehnico-economică. Pentru soluționarea acestei probleme se poate utiliza fie metoda de măsurare a parametrilor regimului deformant direct în sistem, fie metoda de modelare fizică sau matematică.

În general, metoda directă de determinare a parametrilor regimului deformant al consumatorilor industriali nu este întrutotul satisfăcătoare, din cauza volumului foarte mare de lucru pe care-l comportă, a imposibilității efectuării măsurătorilor în anumite puncte ale rețelei sau datorită imposibilității realizării unei variante anumite a schemei rețelei de alimentare a consumatorului. Astfel, o variantă de schemă interesantă din punct de vedere al simulării unor situații „accidentale" în rețeaua de alimentare este cu neputință de realizat direct în sistem, fără perturbarea acestuia : periclitarea integrității utilajelor și instalațiilor sau perturbări nepermise ale procesului de producție.

Din motivele arătate, dacă se cunoaște configurația și parametrii rețelei de alimentare a consumatorului, precum și valorile regimului deformant într-unul sau mai multe puncte importante, pentru determinarea parametrilor regimului deformant în oricare punct al rețelei și în diferite variante ale schemei rețelei de alimentare a consumatorului este indicat să se utilizeze o metodă indirectă.

Ținînd seamă de anumite avantaje pe care le oferă modelarea matematică în comparație cu modelarea fizică, în studiile care au stat la baza acestei lucrări autorii au preferat să folosească o metodă de simulare matematică. În cele ce urmează se prezintă o metodă originală de calcul pe calculator numeric a dis-

* Dr. ing. *M. Sasu* este cercetător științific principal, *I. Sinca* și *I. Dinculescu* sînt ingineri, iar *V. Gheorghe* este analist în Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) — București.

tribuţiei armonicilor de curent şi de tensiune, care apar într-o schemă electrică echivalentă a reţelei interne a unui consumator industrial cu regim deformant.

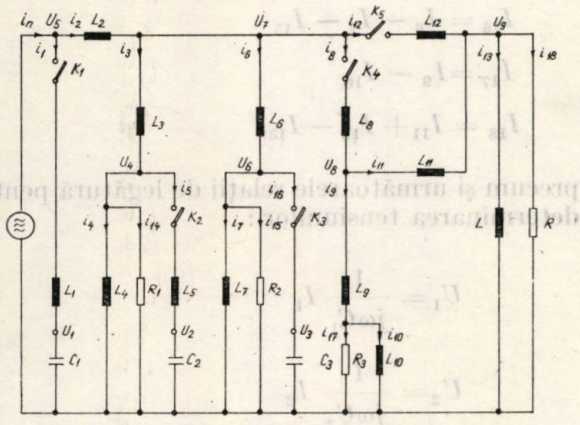


Fig. 1. Schema electrică echivalentă.

Schema de principiu şi date de calcul

Schema analizată este o schemă electrică monofilară a reţelei interne de 6 kV a unui consumator deformant. Unica sursă de regim deformant o constituie redresoarele cu mercur pentru alimentarea motoarelor de c.c. care acţionează un laminor. Redresoarele cu mercur au fost echivalate cu un generator de armonici de curent.

În figura 1 este reprezentată schema electrică echivalentă, formată din 16 acumulatoare de energie şi 4 elemente pasive. Ea are o structură variabilă, dependentă de poziţia celor 5 întreruptoare, $K_1 \ldots, K_5$ şi este alimentată de un generator de curent, notat cu G. Parametrii circuitului echivalent sînt afişaţi în tabelul 1.

Curentul debitat de generatorul G conţine o serie de armonici, expresia generală a armonicii de ordinul n fiind :

$$i_n = \sqrt{2}\, I_0\, K \sin (n\, \omega_0\, t + \psi_n), \qquad (1)$$

unde :

$$K = \frac{I_n}{I_0}; \qquad (2)$$

reprezintă raportul dintre valoarea amplitudinii armonicii de ordinul n, I_n şi valoarea amplitudinii fundamentalei, I_0 ; n este ordinul armonicii, $\omega_0 = 2\pi f_0$ — pulsaţia fundamentalei, iar ψ_n este defazajul dintre curent şi tensiune, corespunzător armonicii de ordinul n.

Prin cercetarea efectuată s-a urmărit determinarea distribuţiei armonicilor de curent şi de tensiune din schema electrică echivalentă, în condiţiile în care curentul debitat de generator conţine armonici de ordinul $n = 2 \div 25$. În mod deosebit, a fost analizată influenţa armonicilor menţionate în tabelul 2, care, în urma analizei armonice a undei de curent debitată de generator, au fost stabilite ca fiind mai importante [1].

Stabilirea modelului matematic

Analizînd poziţiile celor cinci întreruptoare din schema de principiu (fig. 1) şi ţinînd seamă de restricţia că întreruptoarele K_4 şi K_5 nu pot fi închise sau deschise simultan, au rezultat 16 variante de schemă, sintetizate în tabelul 3. S-a notat :

↑ — poziţia deschis a unui întreruptor ;
↓ — poziţia închis a unui întreruptor.

Pentru a obţine un model matematic general, s-au scris ecuaţiile de funcţionare a schemei electrice din figura 1 presupunînd toate întreruptoarele închise şi, deoarece distribuţia armonicilor de curent şi de tensiune prezintă interes

Tabelul 1

Parametrii circuitului echivalent

L_1[H]	L_2 [H]	L_3[H]	L_4[H]	L^5[H]	L_6[H]	L_7[H]	L_8[H]
$6{,}9 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-6}$	$9 \cdot 10^{-6}$	$25{,}5 \cdot 10^{-3}$	$6{,}9 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-6}$	$25{,}5 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}
L_9[H]	L_{10} [H]	L_{11}[H]	L_{12}[H]	L[H[	C_1[F]	C_2[F]	C^3[F]
10^{-2}	$18{,}1 \cdot 10^{-3}$	$5{,}9 \cdot 10^{-3}$	$17{,}2 \cdot 10^{-3}$	$5{,}2028 \cdot 10^{-4}$	$88{,}3 \cdot 10^{-6}$	$88{,}3 \cdot 10^{-6}$	$40 \cdot 10^{-6}$
R_0[Ω]	R_2[Ω]	R_3[Ω]	R[Ω]	I_1[A[	f_0[Hz]	—	—
5	5	3,31	0,904	540	50	—	—

Tabelul 2

Armonicile de curent

n	$K \cdot 100$[%]	ψ_n[grad]
2	2,5001	195°51′57″
5	3,1909	311°42′43″
11	6,7555	113°49′40″
13	4,9960	150° 3′52″
23	1,9082	42°57′ 9″
25	2,0362	84°42′38″

Tabelul 3

Stările întrerupătoarelor

CAZUL 1						CAZUL 2					
Nr. var.	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	Nr. var.	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5
1.1	↓	↓	↓	↓	↑	2.1	↓	↓	↓	↑	↓
1.2	↑	↓	↓	↓	↑	2.2	↑	↓	↓	↑	↓
1.3	↓	↑	↓	↓	↑	2.3	↓	↑	↓	↑	↓
1.4	↑	↑	↓	↓	↑	2.4	↑	↑	↓	↑	↓
1.5	↓	↓	↑	↓	↑	2.5	↓	↓	↑	↑	↓
1.6	↑	↓	↑	↓	↑	2.6	↑	↓	↑	↑	↓
1.7	↓	↑	↑	↓	↑	2.7	↓	↑	↑	↑	↓
1.8	↑	↑	↑	↓	↑	2.8	↑	↑	↑	↑	↓

numai în regim armonic permanent, la scrierea curenţilor şi tensiunilor s-a utilizat reprezentarea prin numere complexe. A rezultat, astfel, un sistem de 18 ecuaţii, necunoscutele fiind curenţii $i_1, \ldots i_{18}$, căruia i s-au asociat 9 relaţii de legătură pentru determinarea tensiunilor $U_1, \ldots, U_9$.

Dacă se notează :

$$A = K\sqrt{2}\, I_0\,;\ \omega = n\ \omega_0, \tag{3}$$

armonica de ordinul n va avea expresia :

$$i_n = A_m \sin\ (\omega t + \psi_n), \tag{4}$$

sau, în mărimi complexe :

$$I_n = A_m\, e^{j\psi_n} = A_m(\cos\psi_n + j \sin\psi_n). \tag{5}$$

Utilizînd, deci, reprezentarea prin mărimi complexe, s-a obţinut următorul sistem de ecuaţii pentru determinarea curenţilor :

$$j\omega L_1 I_1 = j\omega\ L_2 I_2 + j\omega\, L_3 I_3 + R_1 I_{14} - \frac{I}{j\omega C_1} I_1$$

$$I_2 = A_m(\cos\psi_n + j \sin\psi_n) - I_1$$

$$j\omega L_3 I_3 = j\,\omega L_6 I_6 - R_1 I_{14} + R_2 I_{15}$$

$$j\omega L_4 I_4 = R_1 I_{14}$$

$$j\omega L_5 I_5 = R_1 I_{14} - \frac{1}{j\omega\, C_2} I_5$$

$$I_6 = I_2 - I_3 - I_8 - I_{12}$$

$$j\omega L_7 I_7 = R_2 I_{15}$$

$$j\omega L_8 I_8 = j\omega L_6 I_6 - j\omega L_9 I_9 + R_2 I_{15} - R_3 I_{17}$$

$$j\omega L_9 I_9 = j\omega L_{11} I_{11} - R_3 I_{17} + R I_{18}$$

$$j\omega L_{10} I_{10} = R_3 I_{17}$$

$$I_{11} = I_8 - I_9$$

$$j\omega L_{12} I_{12} = j\omega L_6 I_6 + R_2 I_{15} - R I_{18} \tag{6}$$

$$j\omega L I_{13} = R I_{18}$$

$$I_{14} = I_3 - I_4 - I_5$$

$$I_{15} = \frac{1}{j\omega\, C_3 R_2} I_{16}$$

$$I_{16} = I_6 - I_7 - I_{15}$$

$$I_{17} = I_9 - I_{10}$$

$$I_{18} = I_{11} + I_{12} - I_{13},$$

precum şi următoarele relaţii de legătură pentru determinarea tensiunilor :

$$U_1 = \frac{1}{j\omega C_1} I_1$$

$$U_2 = \frac{1}{j\omega C_2} I_2$$

$$U_3 = \frac{1}{j\omega C_3} I_3$$

$$U_4 = R_1 I_{14}$$

$$U_5 = j\omega L_2 I_2 + j\omega L_3 I_3 + R_1 I_{14} \tag{7}$$

$$U_6 = R_2 I_{15}$$

$$U_7 = j\omega\, L_6 I_6 + R_2 I_{15}$$

$$U_8 = j\omega L_9 I_9 + R_3 I_{17}$$

$$U_9 = R I_{18}.$$

Dacă se utilizează notaţiile :

$$Y_k = I_k,\quad (k = 1 \div 18),$$

$$X_l = U_l,\quad (l = 1 \div 9), \tag{8}$$

iar mărimile complexe y_k şi x_l se scriu sub forma :

$$y_k = Re\, Y_k + jIm\, Y_k,$$

$$x_l = Re\, X_l + j\, Im\, X_l, \tag{9}$$

atunci fiecare ecuaţie din sistemele (6) şi (7) se poate desface în două ecuaţii, care să conţină numai părţi reale şi respectiv, numai părţi imaginare.

Procedînd în acest mod, se obţine, în cele din urmă, pentru determinarea curenţilor prin circuit, un sistem format din 36 de ecuaţii, care se ordonează astfel încît matricea coeficienţilor (formată din 36 linii şi 37 coloane) să aibă coeficienţii de pe diagonala principală diferiţi de zero. Cu notaţiile :

$$Z(2k-1) = Re\, Y_k\,;\ \ Z(2k) = Im\, Y_k (k = 1 \div 18), \tag{10}$$

modelul matematic pentru calculator are forma :

$$\begin{aligned}
&A\ 1{,}1Z(1)+A\ 1{,}2Z(2)+\ldots+A\ 1{,}36Z(36)=0\\
&A\ 2{,}1Z(1)+A\ 2{,}2Z(2)+\ldots+A\ 2{,}36Z(36)=0\\
&A\ 3{,}1Z(1)+A\ 3{,}2Z(2)+\ldots+A\ 3{,}36Z(36)=A3{,}37\\
&A\ 4{,}1Z(1)+A\ 4{,}2Z(2)+\ldots+A\ 4{,}36Z(36)=A4{,}37\\
&A\ 5{,}1Z(1)+A\ 5{,}2Z(2)+\ldots+A\ 5{,}36Z(36)=0\\
&\vdots\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\vdots\\
&A36{,}1Z(1)+A36{,}2Z(2)+\ldots+A36{,}36Z(36)=0
\end{aligned}\tag{11}$$

În ceea ce privește relațiile de legătură pentru determinarea tensiunilor, dacă se notează :

$$W(2l-1)=Re\,X_l;\ W(2l)=Im\,X_l;\ (l=1\div 9),\tag{12}$$

rezultă următoarele 18 ecuații :

$$\begin{aligned}
W(1)&=B1Z(2)\\
W(2)&=-B1Z(1)\\
W(3)&=B2Z(10)\\
W(4)&=-B2Z(9)\\
W(5)&=B3Z(32)\\
W(6)&=-B3Z(31)\\
W(7)&=B4Z(27)\\
W(8)&=B4Z(28)\\
W(9)&=-B5Z(4)-B4Z(6)+B4Z(27).\\
W(10)&=B5Z(3)+B6Z(5)+B4Z(28)\\
W(11)&=B7Z(29)\\
W(12)&=B7Z(30)\\
W(13)&=-B8Z(12)+B7Z(29)\\
W(14)&=B8Z(11)+B7Z(30)\\
W(15)&=-B9Z(18)+B10Z(33)\\
W(16)&=B9Z(17)+B10Z(34)\\
W(17)&=B11Z(35).\\
W(18)&=B11Z(36).
\end{aligned}\tag{13}$$

Coeficienții notați cu A și B, care apar în sistemele de ecuații (11) și (13) sînt dependenți, în general, de parametrii schemei electrice analizate.

Pentru fiecare armonică a curentului debitat de generatorul G din schema electrică echivalentă (fig. 1), curenții prin ramuri — în regim armonic permanent — vor putea fi determinați pe baza unor relații de forma :

$$Y_k=A_{mk}\,e^{j\psi_k};\quad (k=1\div 18),\tag{14}$$

unde :

$$A_{mk}=\sqrt{(Z(2k-1))^2+(Z(2k))^2},\tag{15}$$

$$\psi_k=\operatorname{arc\,tg}\frac{Z(2k)}{Z(2k-1)}.\tag{16}$$

În mod similar, tensiunile care interesează în diferite puncte ale schemei, în regim armonic permanent, vor avea expresia generală :

$$x_l=A_{ml}\,e^{j\psi_l};\quad (l=1\div 9).\tag{17}$$

unde :

$$A_{ml}=\sqrt{(W(2l-1))^2+(W(2l))^2},\tag{18}$$

$$\psi_l=\operatorname{arc\,tg}\frac{W(2l)}{W(2l-1)}.\tag{19}$$

Algoritmul, schema logică și programul de calcul

Algoritmul de rezolvare a sistemelor de ecuații (11) și (13) este bazat pe metoda eliminării a lui Gauss [2] și este ilustrat în schema logică de program a programului principal din figura 2 ; schema logică de program a subrutinei este reprezentată în figura 3.

Programul de calcul MAC 3, care urmărește algoritmul expus grafic în figurile 2 și 3 este scris în limbajul de programare FORTRAN, cu restricțiile calculatorului numeric ICL 1902A [3]. Programul este astfel întocmit încît, după ce calculează matricea generală a coeficienților, să anuleze, în fiecare dintre cele 16 variante de schemă, liniile și coloanele corespunzătoare curenților care dispar prin deschiderea întreruptoarelor respective (tabelul 3). Are loc apoi deplasarea liniilor de jos în sus și a coloanelor de la dreapta la stînga, completîndu-se locurile goale astfel încît determinantul sistemului de ecuații (11) să fie diferit de zero.

După rezolvarea sistemului de ecuații (11), se readuc necunoscutele Z pe pozițiile lor reale, așa fel încît, la scrierea curenților I_k, fiecare să aibă indicele corect, iar curenții care dispar în varianta respectivă să apară egali cu zero. În acest fel, relațiile de legătură pentru determinarea tensiunilor U_k își păstrează aceeași formă pentru toate variantele de calcul. Programul MAC 3 are un caracter general, permițînd calculul oricărei variante de schemă, precum și a oricărei armonici, prin simpla modificare a datelor de intrare.

Rezultate de calcul

Pentru fiecare variantă de schemă (conform tabelului 3) s-au tipărit pe imprimantă următoarele date :

— numărul armonicii, raportul armonicii la fundamentală și defazajul corespunzător (conform tabelului 2) ;

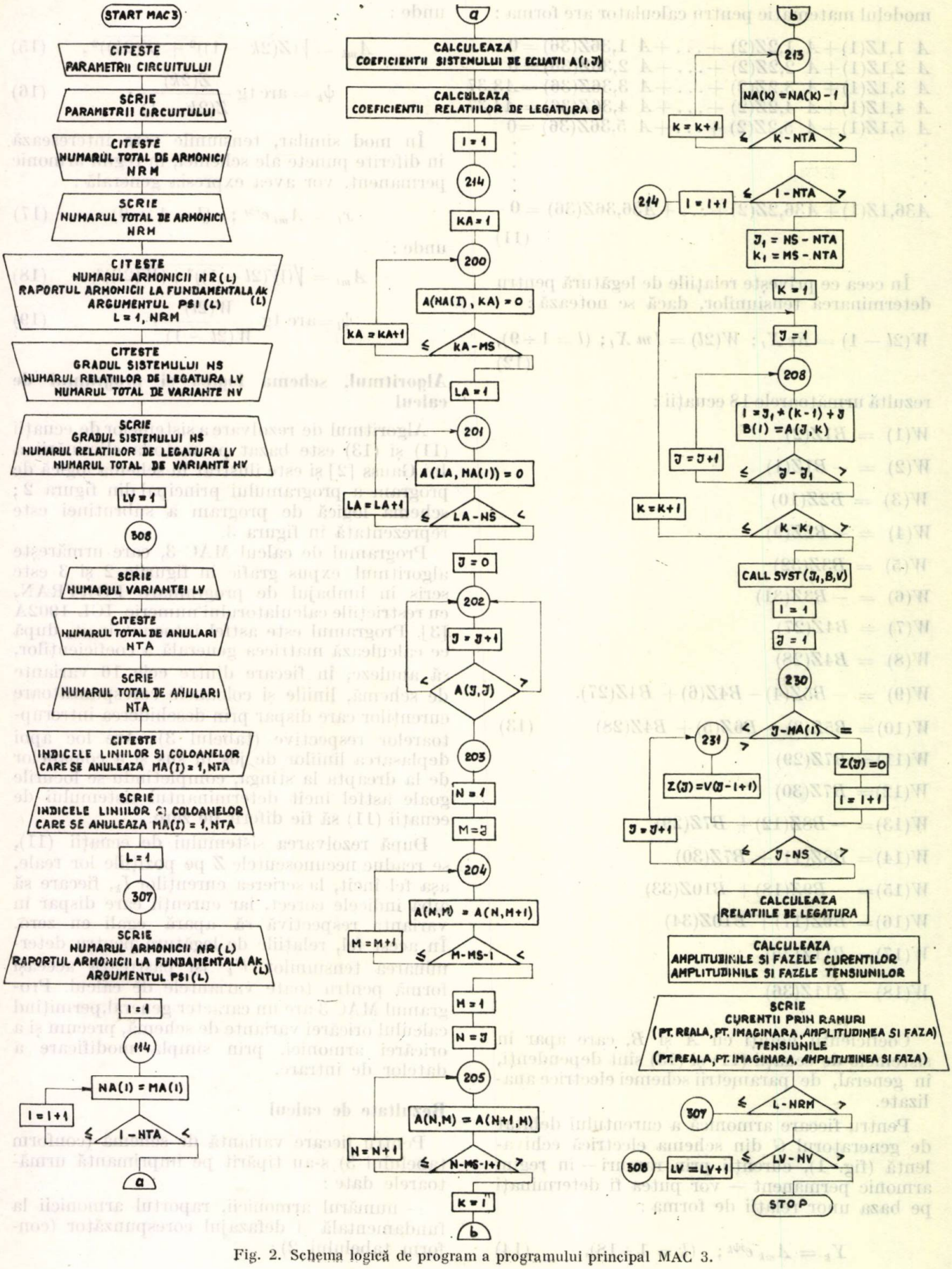


Fig. 2. Schema logică de program a programului principal MAC 3.

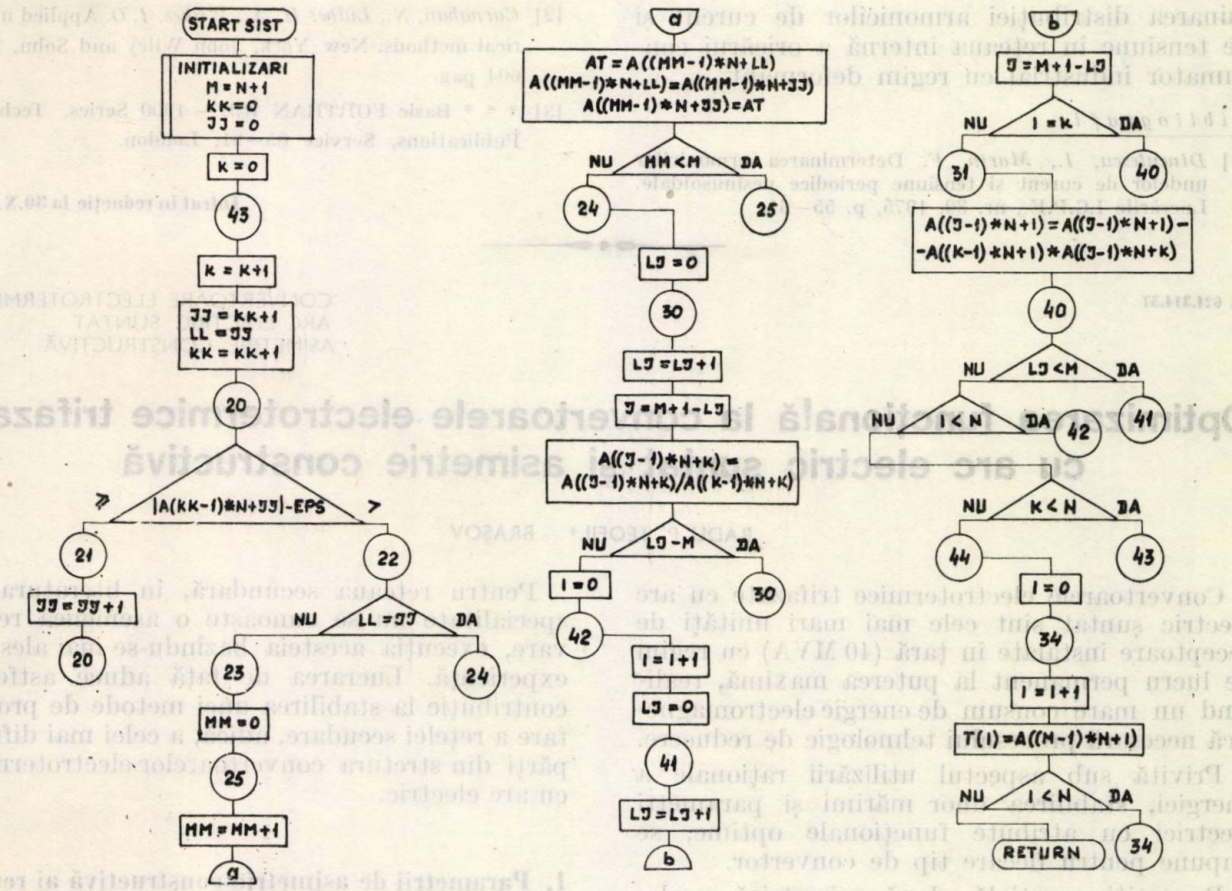


Fig. 3. Schema logică de program a subrutinei SIST.

— curenţii prin ramuri : partea reală, partea imaginară, amplitudinea şi defazajul ;

— tensiunile : partea reală, partea imaginară, amplitudinea şi defazajul.

Au rezultat astfel 96 seturi de date reprezentînd circulaţia armonicilor de curent şi de tensiune corespunzătoare celor 6 armonici ale curentului debitat de generatorul G, în cele 16 variante ale schemei electrice echivalente. Rezolvarea pe calculatorul numeric a tuturor acestor variante de calcul a durat aproximativ 8 ore.

Rezultatele de calcul obţinute redau armonicile de curent şi de tensiune într-un caz concret, respectiv în reţeaua internă a unui anumit consumator industrial cu regim deformant. Metodica de calcul prezentată în lucrare are însă un caracter general, iar programul de calcul stabilit poate fi adaptat pentru a calcula distribuţia armonicilor de curent şi de tensiune în reţeaua internă a oricărui consumator industrial cu regim deformant.

Concluzii

Studiul regimului deformant într-o reţea electrică cu parametri concentraţi şi cu multe ramificaţii, determinat de necesităţile actuale ale industriei, impune găsirea unor mijloace adecvate, simple şi eficiente, capabile să indice cu suficientă precizie circulaţia armonicilor de curent şi de tensiune prin diferite ramuri ale reţelei. Măsurătorile în regim deformant, deşi extrem de importante, nu pot rezolva singure această problemă.

Unul dintre mijloacele cele mai eficiente s-a dovedit a fi modelarea matematică. Metodica de calcul prezentată în lucrare permite determinarea pe calculatorul numeric a distribuţiei armonicilor de curent şi de tensiune care apar într-o schemă echivalentă a reţelei interne a unui consumator industrial cu regim deformant. Programul de calcul întocmit poate fi utilizat la calculul circulaţiei armonicilor în toate ramurile reţelei consumatorului, atît în condiţiile conectării, cît şi în condiţiile deconectării filtrelor de armonici.

Metodica de calcul şi programul de calcul stabilite sînt cu atît mai utile cu cît nu este posibilă măsurarea spectrului de armonici în toate ramurile reţelei, datorită volumului mare de lucru, precum şi datorită dificultăţilor pe care le-ar implica racordarea în anumite ramuri sau noduri ale reţelei. Metodica de calcul prezentată are un caracter general, permiţînd adaptarea programului de calcul pentru deter-

minarea distribuţiei armonicilor de curent şi de tensiune în reţeaua internă a oricărui consumator industrial cu regim deformant.

Bibliografie

[1] *Dinculescu, I., Marin, F.* Determinarea armonicilor undelor de curent şi tensiune periodice nesinusoidale. Lucrările I.C.P.E., nr. 30, 1975, p. 55—61.

[2] *Carnahan, N., Luther H. A., Wilkes, I. O.* Applied numerical methods. New York, John Wiley and Sohn, 1969, 604 pag.

[3] * * * Basic FORTRAN ICL — 1900 Series. Technical Publications, Service 85—91, London.

Intrat în redacţie la 30.X.1975

CZ 621.314.57

CONVERTOARE ELECTROTERMICE
ARC ELECTRIC ŞUNTAT
ASIMETRIE CONSTRUCTIVĂ

Optimizarea funcţională la convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric şuntat şi asimetrie constructivă

RADU P. TEOFIL* — BRAŞOV

Convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric şuntat sînt cele mai mari unităţi de receptoare instalate în ţară (40 MVA) cu regim de lucru permanent la puterea maximă, realizînd un mare consum de energie electromagnetică necesară procesului tehnologic de reducere.

Privită sub aspectul utilizării raţionale a energiei, stabilirea unor mărimi şi parametri electrici cu atribute funcţionale optime, se impune pentru fiecare tip de convertor.

Repartiţia spaţială plană asimetrică a elementelor ce compun reţeaua secundară poate asigura o echilibrare a parametrilor convertorului, dacă se dimensionează corespunzător cele trei pachete de bare monofazate, iar menţinerea echilibrării este direct dependentă de condiţiile de funcţionare create pe fiecare fază în prezenţa şarjei. Cum reglarea valorii curentului în arcul electric prin modificarea stării şi structurii şarjei este incomodă, rezultă că, dezechilibrul parametrilor pe faze este posibil, chiar pentru convertoarele constructiv total simetrice deoarece funcţionarea normală este asigurată printr-o deplasare continuă a electrozilor în şarjă.

Aşadar, construcţia şi funcţionarea convertoarelor electrotermice cu arc electric, şuntat şi neşuntat, pun spre rezolvare probleme teoretice şi practice dificile, mai ales prin prisma asigurării unei conversiuni optime şi a măririi puterii instalate.

Lucrările [1—4] aduc unele contribuţii la dezvoltarea teoriei în acest sens, ele avînd în vedere mai ales studiul unor convertoare existente. O tratare unitară şi completă a unora dintre aceste probleme, presupune stabilirea de elemente de proiectare, elemente ce vor servi şi la studiul regimului de funcţionare, care, evident, trebuie să fie ales şi condus raţional.

* Ing. *Radu P. Teofil* lucrează la I.R.E. — Braşov.

Pentru reţeaua secundară, în literatura de specialitate nu se cunoaşte o asemenea rezolvare, execuţia acesteia bazîndu-se mai ales pe experienţă. Lucrarea de faţă aduce astfel o contribuţie la stabilirea unei metode de proiectare a reţelei secudare, adică, a celei mai dificile părţi din strctura convertoarelor electrotermice cu arc electric.

1. Parametrii de asimetrie constructivă ai reţelei secundare la convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric

1.1. *Elementele fazei determinante.* Principalele forme de reţea secundară, redate în [5] se realizează în diverse variante, constituind patente, ele urmărind mai ales reducerea în anumite limite a parametrilor de circuit R_p, L_p şi L_m. Se admite, astfel, că execuţia reţelei secundare trebuie să satisfacă unele condiţiuni în ansamblul problemelor, legate de construcţia şi funcţionarea unui convertor.

Dacă se alege faza mediană drept determinantă, pentru orice convertor, cu ajutorul parametrilor k şi δ se pot găsi elementele necesare pentru realizarea corectă a pachetelor de bare din fazele extreme.

Aspectul simplificat al unui convertor electrotermic cu arc electric şuntat, prezentat în figura 1, permite să se reliefeze principalele părţi din structura reţelei secundare, ordonată în sectoare, avînd unele puncte de punere în paralel a barelor din pachetul monofazat, cum sînt :

— bornele secundare ale transformatorului de alimentare a convertorului, *2* ;

— bacurile fixe de separare a barelor din pachetele monofazate, la legătura Δ/λ pe electrod, sau de strîngere la pachetele monofazate simple, *6* ;

— bacurile de contact, mobile, pentru cablurile flexibile, *8*;

— bacurile de strîngere pe electrod, *11*.

Sectoarele formate în lungul reţelei secundare, se pot urmări cu uşurinţă în figura 2 a şi b.

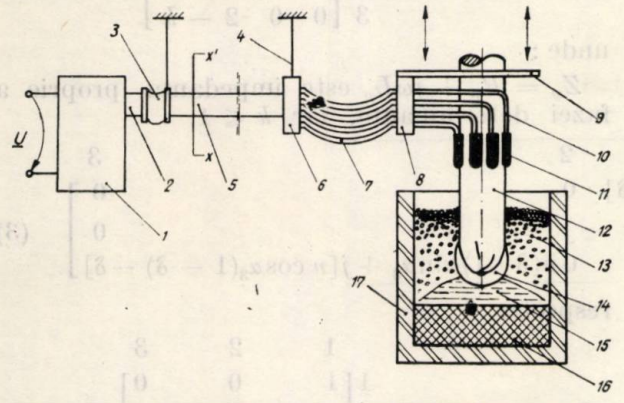


Fig. 1. Schemă simplificată a convertorului electrotermic:
1 — trafoalimentare; 2 — pachetul de borne secundare; 3 — legături flexibile; 4 — ancora reţelei scurte; 5 — pachetul de bare plan, trifazic, asimetric; 6 — bacuri fixe de separare a pachetului monofazic; 7 — cabluri flexibile; 8 — bacuri mobile; 9 — suspensia legăturilor la electrod; 10 — conductor circular răcit; 11 — bac de electrod răcit; 12 — electrod fazic; 13 — şarjă; 14 — zona de arc lung; 15 — topitură; 16 — vatră conductoare.

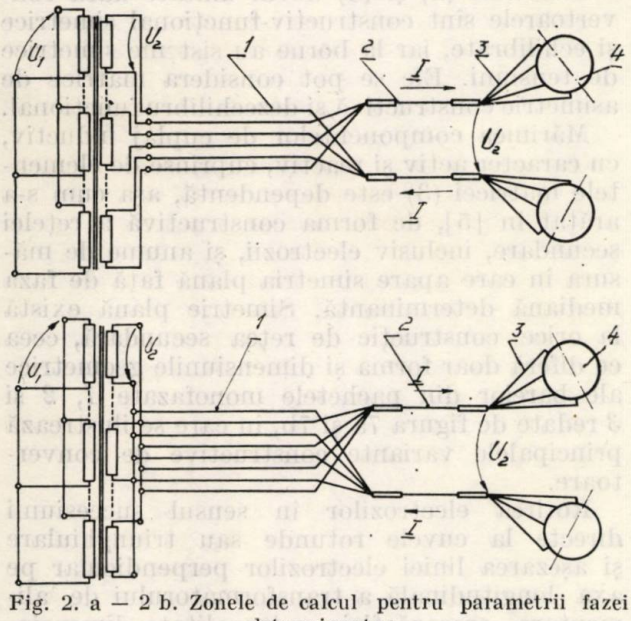


Fig. 2. a — 2 b. Zonele de calcul pentru parametrii fazei determinante:
1 — zona-pachet plan-paralel; 2 — zona-cabluri flexibile; 3 — zona-electrod; 4 — electrozii fazici.

Acestea se remarcă constructiv ca o necesitate şi se impun, avînd în vedere configuraţia geometrică diferită a pachetelor de bare între puntele de punere în paralel, la determinarea parametrilor de circuit R_p, L_p şi L_m.

La unele convertoare, punctele de punere în paralel a reţelei secundare, apar doar ca o necesitate constructivă, aşa cum este indicat în figura 2 b. Alegerea numărului de puncte de punere în paralel într-un pachet monofazat de bare, afară de cele amintite, se face în urma unui studiu adecvat.

În general, se poate admite că reţelele secundare sînt plansimetrice faţă de faza mediană, pînă la bacurile de separare a unei faze, zonă în care structura pachetelor de bare pe faze şi în totalitate, se poate cunoaşte cu precizie, forma ei fiind rezultatul unei analize comparative pentru parametrii electrici ce-i determină.

O secţiune prin pachetul format de barele unei reţele secundare este arătată în figura 3,

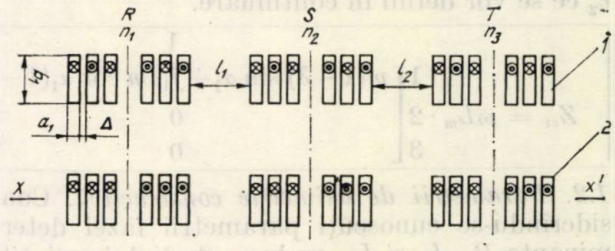


Fig. 3. Secţiune prin pachetul de bare trifazat, plan-paralel:
1 — pachete cu bare alternante; 2 — pachete cu bare separate.

unde dimensiunile geometrice *a*, *b*, 1 şi Δ ca şi numărul de bare *n*, se determină pentru fiecare caz în parte, considerîndu-se doar faza determinantă. Alternarea barelor în pachetele monofazate şi reducerea unor distanţe ca Δ şi *l* dintre acestea, pot asigura valorii parametrilor electrici o variaţie controlată în funcţie de parametrii *k* şi δ.

Ultimele două sectoare cuprinse între punctele de punere în paralel, sînt cele mai greu de stăpînit în calcule analitice, deşi ele au o pondere mare în valoarea parametrilor electrici ai reţelei secundare, iar condiţiile în care lucrează măresc gradul de dificulate la definirea lor. Scurtarea cablurilor flexibile, la convertoarele de mare capacitate, unde cuvele sînt fixe şi aproximarea lor cu o parabolă le fac susceptibile de calcule prin metode cunoscute.

O configuraţie geometrică avantajoasă pentru calcule, cu alternarea polarităţii barelor conducătoare, este propusă în figura 4, pentru ultima parte a reţelei secundare, ea asigurînd şi o apropiere maximă posibilă între electrozii convertorului. Forma diversă a electrozilor se redă în figura 5, alegerea lor fiind supusă unei analize în care se ţine seama şi de alte considerente decît a parametrilor electrici (strîn-

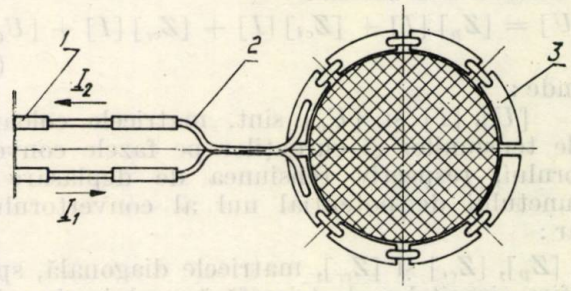


Fig. 4. Variantă pentru pachetul de bare din zona electrod:
1 — bacuri fixe; 2 — pachet de ţevi răcite; 3 — bacuri de contact la electrod.

gerea bacurilor, suprafaţa mare de arc uniformă etc.).

Alegerea corectă a tipului de reţea se poate face numai printr-un studiu amănunţit asupra structurii şi comportării diferitelor configuraţii de reţele, din punct de vedere al mărimii parametrilor de circuit electric, pentru faza determinantă şi a nesimetriei pe care o produc acestea, prin intermediul parametrilor c_1 şi c_2 ce se vor defini în continuare.

respectiv de cuplaj, care sînt de forma:

$$Z_p = Z_p \cdot \begin{matrix} \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} k & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2-k \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (2)$$

unde:

$Z_p = R_p + j\omega L_p$ este impedanţa proprie a fazei determinante, iar $k \leqslant 1$.

$$Z_{ci} = \omega L_m \cdot \begin{matrix} \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} m(1-\delta)\sin\alpha_1 + j[(m\cos\alpha_1(1-\delta)-\delta] & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 \\ 0 & 0\; n(\delta-1)\sin\alpha_3 + j[n\cos\alpha_3(1-\delta)-\delta] & \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3)$$

1.2. Parametrii de asimetrie constructivă. Considerîndu-se cunoscuţi parametrii fazei determinante R_p, L_p şi L_m, pe baza studiului amintit,

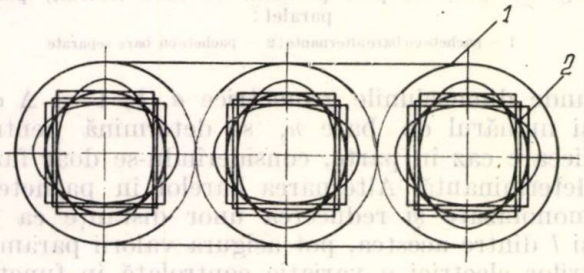


Fig. 5. Explicativă la varianta privind suprafaţa electrozilor fazici:
1 — cuva convertorului; 2 — forme uzuale pentru electrozi.

se pot determina parametrii de asimetrie constructivă k şi δ, introduşi în [5].

Dacă reluăm cele admise în [5] şi folosim schema electrică echivalentă din figura 6 cu notaţiile respective, ecuaţiile de funcţionare

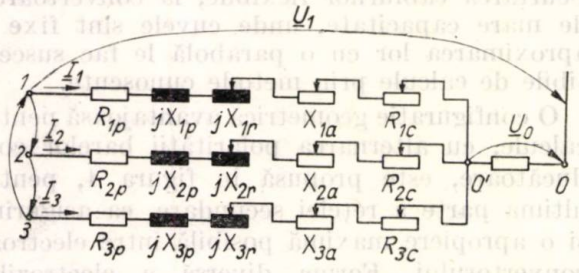


Fig. 6. Schema electrică echivalentă a convertorului electrotermic trifazat cu arc şuntat.

pentru convertorul electrotermic se pot scrie matricial sub forma:

$$[U] = [Z_p][I] + [Z_{ci}][I] + [Z_{cr}][I] + [U_0], \quad (1)$$

unde:

$[U]$, $[I]$ şi $[U_0]$ sînt, matricele coloană ale tensiunilor şi curenţilor pe fazele convertorului, respectiv tensiunea de deplasare a punctului de potenţial nul al convertorului, iar:

$[Z_p]$, $[Z_{ci}]$ şi $[Z_{cr}]$, matricele diagonală, specifice circuitelor electrice fără cuplaje şi regim staţionar de funcţionare, a impedanţelor proprii,

respectiv:

$$Z_{cr} = R_c \cdot \begin{matrix} \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (4)$$

pentru impedanţele de cuplaj, unde $\delta \leqslant 1$, iar m, n şi R_c au expresiile din [5].

Matricele (2) şi (3) devin unitate dacă convertoarele sînt constructiv-funcţional simetrice şi echilibrate, iar la borne au sisteme simetrice de tensiuni. Ele se pot considera matrice de asimetrie constructivă şi dezechilibru funcţional.

Mărimea componentelor de cuplaj inductiv, cu caracter activ şi reactiv, cuprinse de elementele matricei (3) este dependentă, aşa cum s-a arătat în [5], de forma constructivă a reţelei secundare, inclusiv electrozii, şi anume de măsura în care apare simetria plană faţă de faza mediană determinantă. Simetrie plană există la orice construcţie de reţea secundară, ceea ce diferă doar forma şi dimensiunile geometrice ale barelor din pachetele monofazate *1*, *2* şi *3* redate de figura 7a şi 7b, în care se ilustrează principalele variante constructive de convertoare.

Rotirea electrozilor în sensul succesiunii directe la cuvele rotunde sau triunghiulare şi aşezarea liniei electrozilor perpendicular pe axa longitudinală a transformatorului de alimentare, creează fizic o inegalitate dimensională pachetelor de bare monofazate, astfel că în raport cu faza determinantă se pot aprecia creşteri $(2-k)$, respectiv descreşteri (k), egale pentru parametrii electrici proprii. Ele vor compensa mărimea componentelor active şi reactive produse de cuplajul inductiv pentru aceleaşi faze, astfel încît să se obţină:

$$|\underline{I}_1| = |\underline{I}_2| = |\underline{I}_3|.$$

Cu consideraţia făcută, din matricele de dezechilibru (2) şi (3) pentru parametrii de asimetrie constructivă, rezultă expresiile:

$$k = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} c_1 \left(1 + \frac{2c_2}{\sqrt{3}\, c_1 + c_2}\right), \quad (5)$$

$$\delta = \frac{\sqrt{3}\ c_1 - c_2}{\sqrt{3}\ c_1 + c_2} \qquad (6)$$

și :

$$k = 1 + [2\, c_2 \frac{(\delta - 2)(\delta + 1)}{(1 - \delta)}, \qquad (7)$$

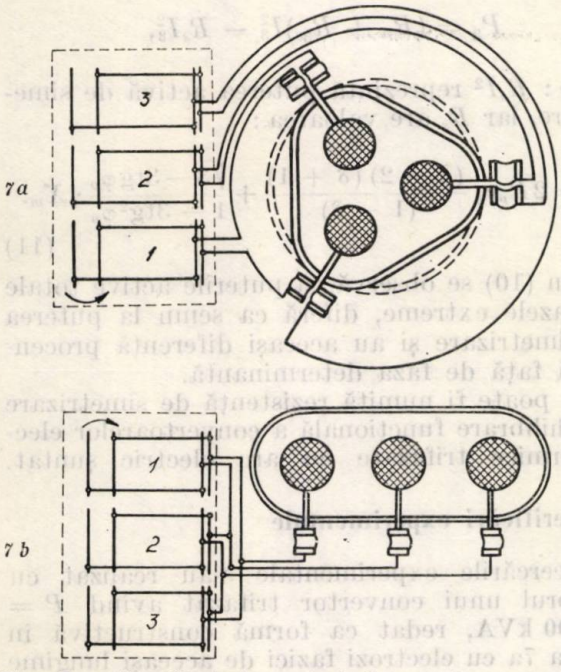


Fig. 7a — 7b. Variante principale pentru convertoare cu rețea scurtă asimetrică :
1 2, 3 — pachete de bare plan simetrice.

unde :

$$c_1 = \frac{\omega L_m}{R_p} \text{ și } c_2 = \frac{L_m}{L_p}.$$

Expresiile (5) ... (7) au sens fizic cu condiția ca δ și $k > 0$.

Inductivitatea mutuală $L_m = L_{12} = L_{23}$, se calculează pentru configurația de asimetrie plană *1*, *2*, *3* din figura 7 a și 7 b, zona plan-paralelă simetrică.

Dacă se au în vedere instalațiile de convertoare în funcțiune, între parametrii fazei determinante se pot scrie :

$$R_p < \omega L_p\ ;\ L_m \ll L_p,$$

astfel că rapoartele c_1 și c_2 prezintă interes practic în intervalele :

$$c_1 \leqslant 1 \text{ și } 0 \leqslant c_2 \leqslant 1.$$

Pentru cîteva valori date lui c_2, în figura 8a și 8b s-a reprezentat funcțiile $\delta = f(c_1)$ și $k = f(c_1)$, din care a rezultat variația $k = f(\delta)$ redată în figura 8c, pentru aceleași valori ale lui c_2.

Asimetria constructiv-funcțională este cu atît mai pronunțată cu cît cuplajul inductiv este mai bun, respectiv parametrii de circuit ai fazei determinante au valori reduse față de cel de cuplaj. Acest lucru rezultă din interpretarea directă a variațiilor din figura 8c.

Folosind metoda expusă în [6] pentru determinarea pe cale experimentală a parametrilor

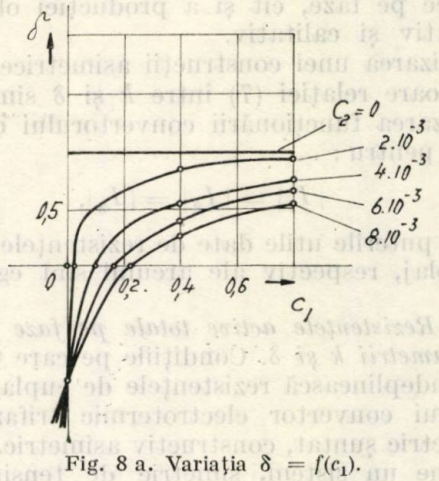


Fig. 8 a. Variația $\delta = f(c_1)$.

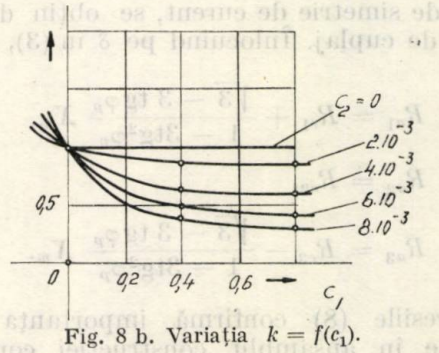


Fig. 8 b. Variația $k = f(c_1)$.

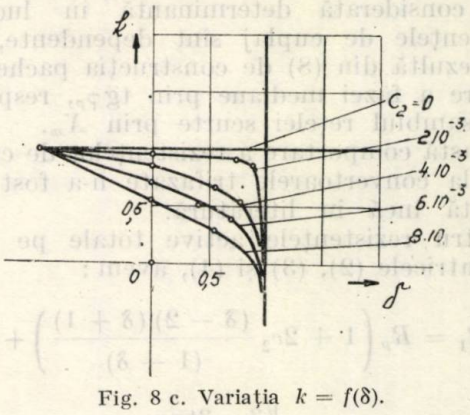


Fig. 8 c. Variația $k = f(\delta)$.

de circuit la convertoarele în funcțiune, a variațiilor parametrilor de asimetrie obținuți mai sus, se poate verifica corectitudinea rețelei secundare, respectiv dimensionarea corectă la noile instalații.

2. Mărimi electrice optime pentru convertoarele electrotermice trifazate constructiv asimetrice funcție de k și δ ales

Exploatarea convertoarelor electrotermice trifazate de mare putere cu arc electric șuntat, constructiv asimetrice, pune în evidență cu

cu mare uşurinţă apariţia diferitelor condiţii de lucru la cei trei electrozi fazici.

Regimul optim de lucru este specific fiecărui electrod atît din punct de vedere al mărimilor electrice pe faze, cît şi a producţiei obţinute cantitativ şi calitativ.

Realizarea unei construcţii asimetrice corespunzătoare relaţiei (7) între k şi δ simplifică optimizarea funcţionării convertorului care se obţine pentru :

$$|\underline{I}_1| = |\underline{I}_2| = |\underline{I}_3|,$$

cînd şi puterile utile date de rezistenţele active de cuplaj, respectiv ale arcului sînt egale pe faze.

2.1. Rezistenţele active totale pe faze funcţie de parametrii k şi δ. Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească rezistenţele de cuplaj activ ale unui convertor electrotermic trifazat cu arc electric şuntat, constructiv asimetric, avînd la borne un sistem, simetric de tensiuni, la starea de simetrie de curent, se obţin din matricele de cuplaj. Înlocuind pe δ în (3), avem :

$$\begin{aligned} R_{a1} &= R_{c1} + \frac{\sqrt{3} - 3\,\mathrm{tg}\,\varphi_p}{1 - 3\mathrm{tg}^2\varphi_p} X_m, \\ R_{a2} &= R_{c2}, \\ R_{a3} &= R_{c3} - \frac{\sqrt{3} - 3\,\mathrm{tg}\,\varphi_p}{1 - 3\mathrm{tg}^2\varphi_p} X_m. \end{aligned} \tag{8}$$

Expresiile (8) confirmă importanţa fazei mediane în ansamblu construcţiei convertorului considerată determinantă în lucrare. Rezistenţele de cuplaj sînt dependente, aşa cum rezultă din (8) de construcţia pachetului de bare a fazei mediane prin $\mathrm{tg}\,\varphi_p$, respectiv de ansamblul reţelei scurte prin X_m.

Această comportare a rezistenţelor de cuplaj activ la convertoarele trifazate n-a fost evidenţiată încă în literatură.

Pentru rezistenţele active totale pe faze, din matricele (2), (3) şi (4), avem :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_p\left(1 + 2c_2\frac{(\delta - 2)(\delta + 1)}{(1 - \delta)}\right) + \\ &+ R_{c1} + \frac{\sqrt{3} - 3\mathrm{tg}\,\varphi_p}{1 - 3\mathrm{tg}^2\varphi_p} X_m; \\ R_2 &= R_p + R_{c2}; \\ R_3 &= R_p\left(1 - 2c_2\frac{(\delta - 2)(\delta + 1)}{(1 - \delta)}\right) + \\ &+ R_{c3} - \frac{\sqrt{3} - 3\mathrm{tg}\,\varphi_p}{1 - 3\mathrm{tg}^2\varphi_p} X_m, \end{aligned} \tag{9}$$

valori optime de funcţionare a convertorului.

2.2. Puterile active totale pe faze. Puterile active totale pe fazele convertorului trifazat, constructiv asimetric, la starea de simetrie de curent sînt de forma :

$$\begin{aligned} P_1 &= (R_p + R_{1c})\,I_1^2 + R_s I_1^2, \\ P_2 &= (R_p + R_{2c})I_2^2, \\ P_3 &= (R_p + R_{3c})I_3^2 - R_s I_3^2, \end{aligned} \tag{10}$$

unde : $R_s I^2$ reprezintă puterea activă de simetrizare, iar R_s are valoarea :

$$R_s = 2R_p c_2\frac{(\delta - 2)(\delta + 1)}{(1 - \delta)} + \frac{\sqrt{3} - 3\mathrm{tg}\,\varphi_p}{1 - 3\mathrm{tg}^2\varphi_p} \cdot X_m. \tag{11}$$

Din (10) se observă că puterile active totale pe fazele extreme, diferă ca semn la puterea de simetrizare şi au aceeaşi diferenţă procentuală faţă de faza determinantă.

R_s poate fi numită rezistenţă de simetrizare şi echilibrare funcţională a convertoarelor electrotermice trifazate cu arc electric şuntat.

3. Verificări experimentale

Încercările experimentale s-au realizat cu ajutorul unui convertor trifazat avînd $P = 100$ kVA, redat ca formă constructivă în figura 7a cu electrozi fazici de aceeaşi lungime de lucru $l = 0{,}2$ m, lungimea de la bacurile de strîngere a electrozilor, la suprafaţa de arc.

Pentru asigurarea echilibrării cuplajului rezistiv format de şarjă s-au folosit rezistoare metalice legate în triunghi la bornele electrozilor fazici. În acest fel se pune în evidenţă influenţa directă a reţelei secundare asupra tensiunilor electrice din arcul fiecărui electrod $R_{c1} = R_{c2} = R_{c3} = \mathrm{const}$.

Prin modificarea parametrilor fazei mediane, cu ajutorul unor bucle de scurtcircuitare, fără întreruperea circuitului, s-au realizat două situaţii de funcţionare : una nesimetrizată, respectiv a doua simetrizată.

Parametrii aleşi pentru realizarea echilibrării şuncţionale sînt : $c_1 = 0{,}4$, $c_2 = 4 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 0{,}75$ fi $k = 0{,}9$.

4. Concluzii

Convertoarele electrotermice trifazate cu arc electric şuntat constructiv asimetrice sînt influenţate în funcţionarea lor de configuraţia geometrică a reţelei scurte şi a cuvei cu electrozii fazici. Construcţia unei reţele scurte de formă asimetrică este corectă dacă se dimensionează conform cu parametrii de asimetrie constructivă c_1, c_2, k şi δ, ce vor asigura simetrizarea şi echilibrarea mărimilor electrice la electrozii fazici.

În acest scop se consideră parametrii fazei mediane drept valori determinante şi se obţine

expresia rezistenței de echilibrare și simetrizare. Optimizarea funcționării convertoarelor electrotermice trifazate cu arc electric șuntat, constructiv asimetrice, se obține cu ajutorul unei rețele scurte funcțional simetrizată, dar în același timp este necesar să fie antrenați în același sens și alți factori de care depinde exploatarea rațională a acestui dificil receptor electrotermic.

NOTAȚII FOLOSITE

R_p — rezistența ohmică a pachetului de bare monofazice, pentru faza mediană, determinantă;
L_p — inductivitatea pachetului de bare monofazice a fazei mediane;
L_m — inductivitatea mutuală a pachetelor de bare trifazate plan-paralele, în zona de simetrie constructivă, raportată la faza mediană;
Z_p — impedanța pachetului de bare monofazice a fazei mediane;
Z_{ci} — impedanța de cuplaj inductiv a pachetelor de bare trifazate;
Z_{cr} — impedanța de cuplaj rezistiv a pachetelor de bare trifazate, inclusiv șarja;
R_c — rezistențele totale de cuplaj activ în zona șarjă-arc;
R_s — expresia rezistenței active de simetrizare;
$R_{a\,1-3}$ — rezistențele totale de cuplaj activ în zona șarjă—arc;
R_{1-3} — rezistența activă totală rețea scurtă — șarjă;
α_{1-3} — defazarea curenților din fazele extreme cu referire la faza mediană determinantă, în starea nesimetrizată;
φ_p — defazarea dintre tensiunea și curentul fazei mediane în situația de simetrizare;
m, n — raportul dintre modulul curentului fazei mediane și modulul curenților fazelor extreme;
c_1 — raportul între reactanța de cuplaj inductiv și rezistența ohmică a fazei mediane, în zona simetrică a rețelei scurte;
c_2 — raportul între inductivitatea mutuală și inductivitatea pachetului monofazic a fazei mediane, în zona simetrică a rețelei scurte.

Bibliografie

[1] *Karaev, R. I.* Metodica rascetov simetricinîh rejimov rabotî dugovîh pecei. In: Elektricestvo, nr. 10, 1962, p. 38—44.
[2] *Kelly, M. W. M.* Calcul et construction du four a arc submergé. In: Journal des Fours Electriques, nr. 1, 1959.
[3] *Horoszko, E.* Ein Beitrag zur Leitungstheorie des Drehstromlichtbogenofens. In: Electrowärme, nr. **24**, 1966, p. 351—356.
[4] *Kurbiel, A.* Metode zur Bestimmung der Betriebszustande von unsymmetrischen Lichtbogen — Drehstromofenanlagen. In: Elektrowärme — Kongresses in Brighton, 1958.
[5] *Radu, T.* Regimul optim de funcționare la convertoarele electrotermice cu arc șuntat. In: Electrotehnica **19**, nr. 1, 1971, p. 11—18.
[6] *Bretthauer, K.* și *Timm, K.* Ein Beitrag zur Theorie des Drehstrom-Lichtbogenofens. In: Elektrowärme, I, nr. 28, 19, 70, 3, p. 115—120.

Intrat în redacție la 5.III.1975

RECENZII

LUDWIG MERZ. **Grundkursus der Messetechnik. Teil II. Das elektrische Messen nichtelektrischer Grossen** (Curs de bază pentru tehnica măsurării. Partea II. Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice). München, R. Oldenbourg, 1975, 307 pag., 213 fig., 73 ref. bibl.

Cursul de bază pentru tehnica măsurării, datorită deosebitei importanțe pentru institutele politehnice și corpul ingineresc se află deja la a patra ediție. După ce în anul 1974 a apărut a patra ediție a părții I *„Măsurarea mărimilor electrice"*, având autor, de asemenea, pe eminentul prof. dr. ing. Ludwig Merz, directorul Institutului pentru tehnica măsurării și reglării al Universității tehnice din München, iată că și partea a II-a *„Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice"*, numai după un an, se află și ea la a patra ediție.

Prima parte a lucrării conține *măsurarea în știință și tehnică, mărimi de măsurare, aparate și procedee clasice de măsurare, punți de măsurare și compensatoare pentru curent continuu, tehnica de măsurare pentru curentul alternativ.*

Partea a II-a a lucrării, la care au colaborat dr. ing. Karl Walter Bonfig, profesor pentru tehnica măsurării la Școala superioară din Siegen și dr. ing. Hans Rolf Tränkler, consilier științific și profesor pentru tehnica măsurării la Universitatea Dortmund este și ea împărțită în trei capitole principale. Primul capitol, este de fapt, o scurtă *introducere în tehnica de măsurare a mărimilor electrice*, accentuîndu-se asupra elementelor de transmitere și asigurare a siguranței.

Capitolul II este consacrat în întregime *detectoarelor din tehnica de măsurare industrială*: caracteristicile detectoarelor, detectoare pentru mărimi mecanice (*lungimi, unghiuri, puteri, presiune, debite, vid, turații și viteze*), detectoare pentru temperaturi, detectoare fotoelectrice, detectoare pentru radiații ionizante, detectoare pentru analizoare automate.

Capitolul III tratează *transformatoarele de măsură în tehnica măsurării industriale*, cea mai mare parte fiind rezervată *amplificatoarelor de măsură pentru mărimile neelectrice.*

Importanța deosebită a cărții constă în faptul că măsurarea electrică a mărimilor neelectrice constituie baza tehnicii automatizării, căci instrumentarea instalațiilor din industria minelor, petrolului, chimiei, energeticii etc., este realizată preponderent cu mijloace electrice. Din organizarea desăvîrșită a materialului reiese clar intenția autorului de a nu insista în descrierea aparaturii, ci în posibilitățile multiple de utilizare cu toate avantajele ce le conferă și mai ales, selectarea din această tehnică variată, permanent supusă dezvoltării și modernizării, uneori a soluțiilor care se dovedesc viabile și în viitor, în conducerea proceselor industriale de fabricație cu calculatoare de proces, soluții care s-au impus ca procedee fundamentale.

Dacă adăugăm și claritatea expunerii și mai ales a părții ilustrative, cartea impune recomandarea ei cu căldură tuturor inginerilor specialiști români, îndeosebi studenților care au îmbrățișat tradiționalul și mereu nou domeniu al electrotehnicii.

Dr. ing. *Florin Teodor Tănăsescu*

PROF. DR. ING. ANDREI NICOLAIDE. **Mașini electrice, teorie, proiectare. Vol. II.**

Către finele anului trecut a apărut și volumul II al lucrării cu titlul de mai sus. În nr. 5 (iulie) 1975 în revista noastră am făcut o prezentare a volumului I al acestei lucrări, care cuprindea transformatorul, teoria generală a mașinilor electrice rotative și mașina asincronă. Volumul al doilea pe care ne propunem să-l prezentăm aici cuprinde *mașina sincronă, mașinile de curent continuu și mașini de curent alternativ cu colector, precum și o ultimă parte tratînd „tehnica automată de calcul în studiul mașinilor electrice"*.

Ca și primul volum această lucrare are același caracter, combinînd într-un tot armonios necesitățile didactice ale

studentului și inginerului doritor de a cunoaște teoria și practica de proiectare și constructivă a mașinilor electrice cu necesitățile cercetătorului care dorește să aprofundeze anumite probleme de cercetare în acest domeniu.

Cartea cuprinde *principii constructive, teoria, bazele încercărilor experimentale*, cu exemplu concret de proiectare a unei mașini asincrone, ceea ce nu se face, în general, în tratatele și cărțile uzuale. Îmbinarea aspectelor amintite asigură o strînsă legătură între teorie și practică.

Lucrarea este împărțită în părți principale, capitole și subcapitole, numerotate în continuarea celor din vol. I. În acest sens *mașina sincronă* este notată partea IV cu 223 pagini și 108 figuri și este împărțită în 5 capitole. Capitolul 26, cu 26 subcapitole, conține toate elementele necesare cunoașterii acestui tip de mașină electrică sub forma principiilor constructive și de funcționare, precum și a ecuațiilor care le guvernează. Sînt expuse și analizate problemele mersului în paralel și a stabilității statice și dinamice, problema oscilațiilor și a autoexcitației generatorului sincron cu circuitul de excitație fără alimentare.

Teoria dublei reacții a mașinii sincrone în regim nestaționar este tratată în capitolul 27 cu titlul „*Regimuri speciale de funcționare a mașinii sincrone*", avînd 5 subcapitole, unde sînt examinate și funcționarea asincronă a mașinii sincrone, regimurile de funcționare nesimetrice, scurtcircuitul brusc și determinarea experimentală a parametrilor principali pentru regimuri tranzitorii.

În capitolul 28 autorul descrie *mașinile sincrone speciale*, respectiv, *motorul sincron reactiv, motorul cu histerezis* și *mașinile sincrone fără inele de contact*.

Capitolul 28 „*Parametrii mașinii sincrone*" prezintă reactanțele longitudinală și transversală ale circuitului magnetizat și parametrii sistemului de amortizare.

Autorul tratează *calculul mașinii sincrone* în capitolul 30 cu 16 subcapitole, ultimul expunînd pe 40 pagini un calcul complet al unui motor sincron de 1000 kW : 6 kV și 600 rot/min.

Partea a cincea din acest volum cu 203 pagini și 128 figuri tratează *mașini de curent continuu cu colector și mașini de curent alternativ cu colector* și cuprinde 3 capitole 31, 32 și 33.

Capitolul 31, cu 11 subcapitole, expune *mașina de curent continuu* cu subcapitole care analizează amănunțit comutația, funcționarea în paralel și motorul de curent continuu.

Capitolul 32 examinează *mașinile speciale de curent continuu*, respectiv amplidina, mașinile electrice cu întrefier axial și rotor disc, mașinile de curent continuu unipolare și pompa electromagnetică de conducție.

În capitolul 33 cu 9 subcapitole sînt expuse *mașinile de curent alternativ cu colector*, printre care motorul serie monofazat, cel trifazat cu alimentare prin stator și respectiv prin rotor, compensatorul de fază.

Lucrarea se încheie cu o scurtă expunere a principiilor tehnicii automate de calcul în studiul mașinilor electrice, precum și cu o scurtă prezentare în limba engleză.

Este important, în cadrul acestei prezentări, să scoatem în evidență unele aspecte deosebit de actuale ale lucrării prof. dr. ing. A. Nicolaide, care fac lucrarea foarte necesară celor care au interes pentru cunoașterea mașinilor electrice.

Bibliografia conține 64 titluri. Ceea ce este interesant, autorul grupează pe 6 specifice A, B, C, D, E, F, A reprezentînd cursurile și tratatele, B—lucrări de proiectare, C— lucrări de construcția mașinilor electrice, D—lucrări de calculul parametrilor și regimuri de funcționare, E — lucrări privind anumite tipuri de mașini electrice și F—articole privind mașinile electrice.

De mare însemnătate sînt și contribuțiile originale ale autorului în acest domeniu, contribuții cunoscute pe plan mondial și publicate în revistele românești și internaționale de mare prestigiu ca, de exemplu : Electrotehnica, Elektricestvo, Archiv für Elektrotechnik, ETZ etc. Citățm ca exemplu : „Studiul bobinajului de amortizare și al sistemului de amortizare natural al mașinii sincrone cu poli aparenți", publicat în Archiv für Elektrotechnik 53, 1969, pag. 100—120.

Cititorii găsesc în lucrarea prof. dr. ing. A. Nicolaide cele mai noi mașini electrice speciale ca, de exemplu, mașina sincronă cu rotor în formă de gheară, fără înfășurare de excitație pe rotor, mașini sincrone fără perii cu excitație cu elemente semiconductoare, ceea ce nu se găsește în alte tratate. În același sens mai citățm : motorul sincron cu histerezis, cel reactiv, amplidina, pompa electromagnetică de conducție, motorul cu întrefier axial.

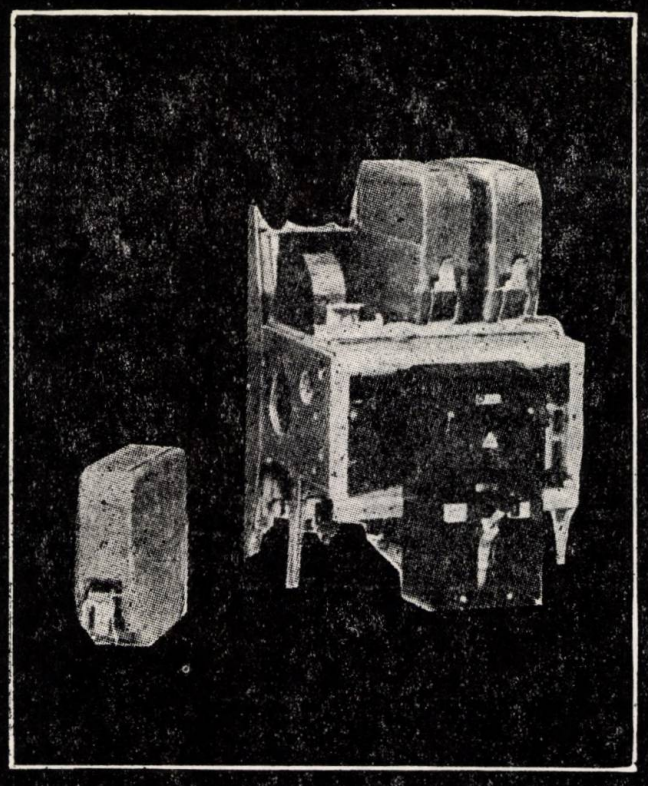
În ceea ce privește partea care se referă la mașinile de curent alternativ cu colector se remarcă expunerea compactă dar clară și precisă a lor, ceea ce, în general, nu se întîlnește în alte lucrări.

Ca un caracter general autorul prof., dr. ing. A. Nicolaide prezintă metode de calcul și de studii simple bazate, în special, pe calcule analitice ușor de efectuat. Metodele de studiu, de calcul și de proiectare sînt astfel prezentate încît să fie convenabil aplicate și cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor. În acest sens nu putem decît să mulțumim autorului care în partea a 6-a a lucrării ne dă o succintă dar suficientă explicativă privind tehnica de prelucrare automată a datelor în domeniul mașinilor electrice. Nu poate fi uitată nici grija autorului pentru a da în final un index alfabetic ce ușurează foarte mult căutarea și care din păcate nu se prea află în alte lucrări românești.

Ca și în primul volum contribuția grafică este foarte bună. În acest sens trebuie subliniate contribuțiile Editurii „Scrisul românesc"—Craiova și ale Întreprinderii poligrafice „Oltenia" din Craiova.

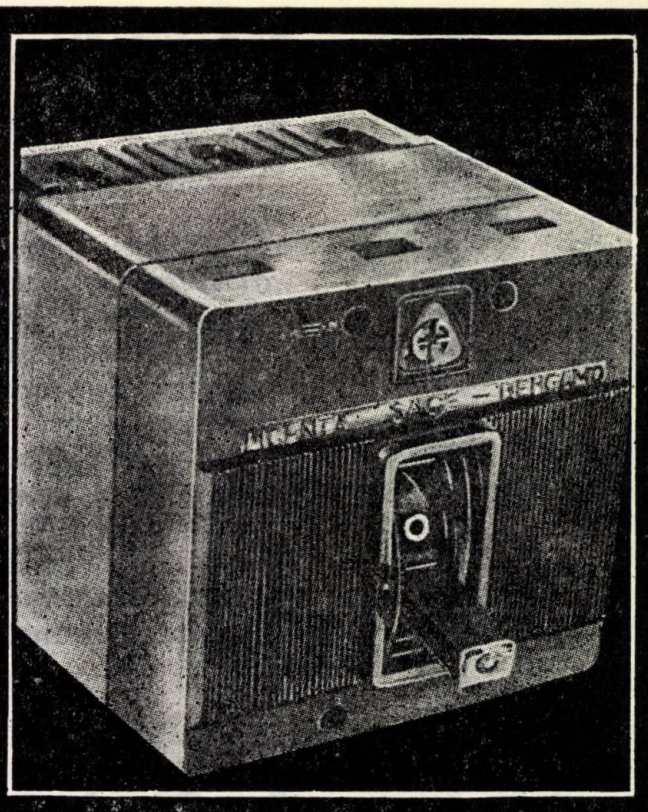
Sperăm că scurta prezentare pe care am făcut-o aci să arate celor care se ocupă de mașinile electrice, studenți și practicieni, că lucrarea prof. dr. ing. A. Nicolaide le este deosebit de utilă.

Dr. ing. *Victor Bunea*



INTRERUPTOARE AUTOMATE SELECTIVE TIP OROMAX 1 000, 1 600, 2 000, 2 500 A PENTRU PROTECȚIA GENERATOARELOR, MOTOARELOR MARI, TRANSFORMATOARELOR ȘI LINIILOR

- performanțe electrice și mecanice ridicate
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare



INTRERUPTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ IZOLANTĂ TIP USOL 100, 250, 500 și 800 A

- performanțe ridicate în gabarit redus
- capacități de rupere 8 . . . 25 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță, cu borne pentru legături față sau spate, cu declanșatoare de tensiune nulă sau de deschidere
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare

ELECTROAPARATAJ

București ● B-dul Marelui Stadion nr. 3, telefon 35 04 00 telex ● 11692 ELAPAR

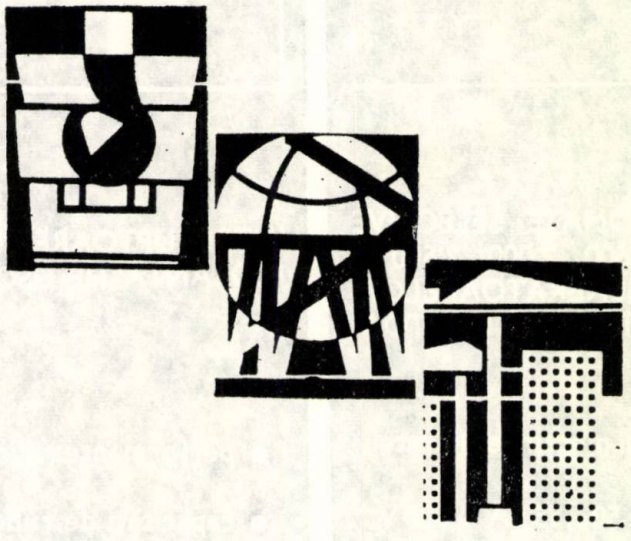
ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA"

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domenile :

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi ;



executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico—științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

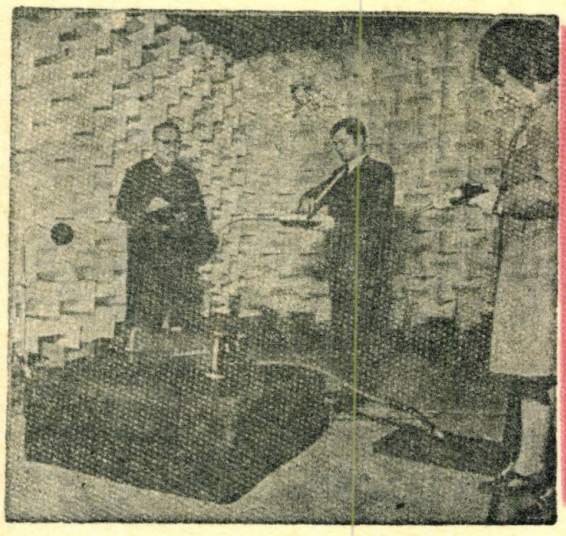
„VNEȘTEHNIKA"

MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUȘENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60
TELEX Garant 7918

PUBLICOM

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

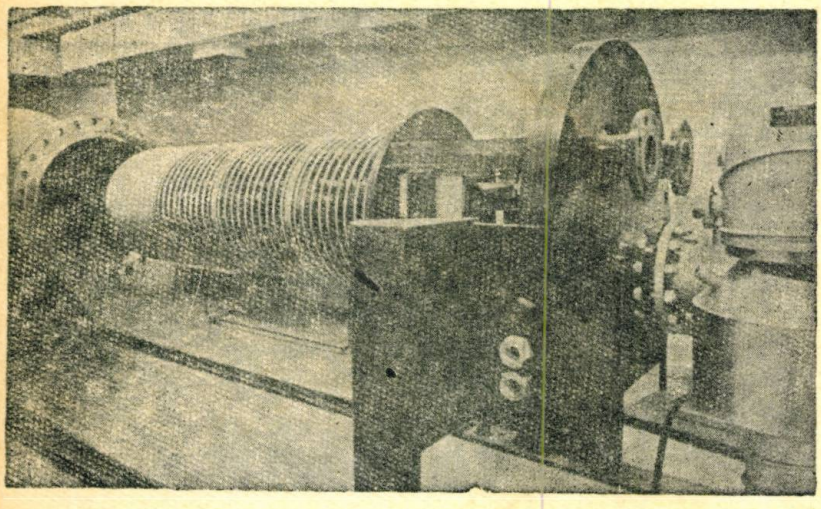


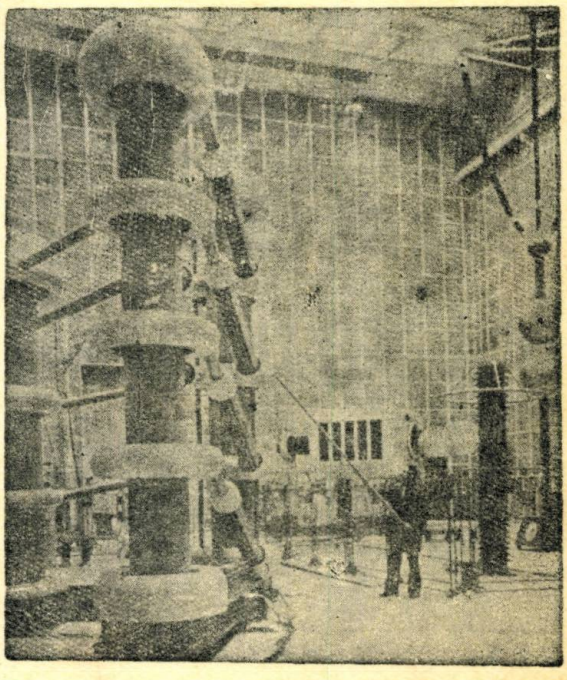
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040

R

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 24 • Nr. 6 • AUGUST 1976

ÎNTREPRINDEREA ELECROBANAT TIMIŞOARA

str. Gării nr. 1 telefon: 961/12 205;
telex: 43208

Produce şi livrează la cerere:

- Corpuri de iluminat de interior şi exterior
- Echipament de iluminat pentru autovehicule
- Pile şi baterii electrice
- Semafoare rutiere
- Rezistenţe macara, mecanisme de reanclanşarea întrerupătorilor tip MRI—1,2,3
- Rezistenţe macara tip RM.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 6 august 1976

CUPRINS

CZ 621.374.3 : 621.311.1

CIRCUITE ELECTRICE
FUNCŢII DE REŢEA
ALGEBRA NUMERELOR STRUCTURALE

Preda, M., Nicoară, N. : **Analiza circuitelor electrice reciproce în algebra structurală.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 177

Se prezintă o metodă sistematică de calcul al funcţiilor de reţea pentru circuitele electrice nereciproce, utilizînd tehnica de calcul al algebrei numerelor structurale.

CZ 621.3.045 : 621.316.3

BENZI POLIESTERICE
SCHEME DE IZOLAŢIE
BOBINAJE RIGIDE ŞI SEMIRIGIDE

Petcu, Gh., Mihalcea, V., Şerb, I., Podani, E., Nistor, Gh. : **Noi materiale electroizolante şi tehnologice pentru sistemele de izolaţie.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 182

Lucrarea se referă la aplicabilitatea largă a benzilor poliesterice la bobinajele rigide, semirigide şi noi ca materiale electroizolante sau în scopuri tehnologice, precum şi la avantajele tehnice şi economice ale acestor benzi.

CZ 621.3.049 : 681.3.04

COMANDA NUMERICĂ
CONVERTOR NUMERIC-ANALOGIC
TRANSFORMATOR FUNCŢIONAL

Mărăcinescu, V. : **Convertoare numeric-analogice pentru comanda numerică a maşinilor-unelte cu acţionare continuă.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 189

Articolul prezintă două tipuri de convertoare N—A cu caracter funcţional, necesare acţionării continue a turaţiilor şi avansului la maşinile-unelte cu comandă-program.

CZ 621.313.13 : 621.3.013

MOTOR ELECTRIC LINIAR
CÎMPUL MAGNETIC DIN INDUS
PERMEABILITATE MAGNETICĂ

Babescu, M., Andea, P. : **Asupra motorului electric liniar asincron unilateral cu indus feromagnetic.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug. 1976, p. 191

Se face o analiză bidimensională a cîmpului magnetic din indus, avînd în vedere variaţia permeabilităţii magnetice relative (μ_r) folosindu-se o metodă iterativă bazată pe utilizarea curbei de magnetizare a indusului, dată tabelar în memoria calculatorului.

CZ. 621.315.61 : 621.376.6

CUVĂ ELECTROLITICĂ
IZOLATOR
ELEMENT FINIT

Bîrcă, C.T., Giurgiu, V., Slănină, M., Della Giacomo, E., Olaru, M. : **Aspecte privind realizarea unui izolator pentru sisteme coaxiale de înaltă tensiune.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 195

Determinarea unor relaţii de calcul pentru izolatoarele coaxiale de înaltă tensiune, folosind datele modelării fizice şi matematice.

CZ 621.3.044

MAGNETOHIDRODINAMICĂ
INDUCTOARE CU CIMP PROGRESIV
VITEZĂ VARIABILĂ

Fireţeanu, V. : **Curgerea fluidelor conductoare în cîmpul magnetic progresiv dintre două plane paralele.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 199

Se tratează despre cîmpul electromagnetic în canalul unei pompe de metal lichid, în ipoteza unei variaţii parabolice a vitezei în raport cu grosimea.

CZ 621.319.4

REGIM TERMIC
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE TERMICĂ
CONDENSATOARE FIXE
ORGANIGRAME DE CALCUL

Iancu, O. : **Regimul termic al condensatoarelor fixe cu dielectric solid.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 208

Se propune o metodă de calcul al regimului termic şi al tensiunii de străpungere termică a condensatoarelor.

CZ 621.004. 64 : 658.562

STARTER
FIABILITATE
METODE DE PRELUCRARE

Ivanovici, C., Marinescu, M. : **Metodă folosită la stabilirea fiabilităţii starterelor fluorescente tubulare (exemplificare starterul de 40 W).**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, aug 1976, p. 212

Se studiază comportarea funcţională a starterelor de fabricaţie românească.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont viramen-nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 1299. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.374.3 : 621.311.1.

АЛГЕБРА СТРУКТУРАЛЬНЫХ ЧИСЕЛ
ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Преда, М., Никоарэ, Н.: **Анализ взаимных электрических сетей в структуральной алгебре.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 177

Представлен систематический метод вычисления сетевых функций для невзаимных электрических цепей, используя вычислительную технику алгебры структуральных чисел.

УДК 621.3.045 : 621.316.3

ЛЕНТЫ ПОЛИЭФИРНЫЕ
ОБМОТКИ ЖЕСТКИЕ И ПОЛУЖЕСТКИЕ
СХЕМЫ ИЗОЛЯЦИОННЫЕ

Петку, Г., Михалча, В., Шерб, И., Подани, Е., Нистор, Г.: **Новые электроизоляционные и технологические материалы для изоляционных систем.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 182

В работе описано широкое применение полиэфирных лент для жёстких, полужёстких и мягких обмоток как электроизоляционные материалы или с технологической целью, а также технические и экономические преимущества таких лент.

УДК 621.3.049 : 681.3.04

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ
УПРАВЛЕНИЕ ЦИФРОВОЕ

Мэрэчинеску, В.: **Анаго-цифровые преобразователи для цифрового управления станков с постоянным приводом.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 189

В статье представлены два типа аналого-цифровых преобразователей с функциональным характером, необходимые для постоянного привода вращения и подачи станков с программным управлением.

УДК 621.313.13 : 621.3.013

ДВИГАТЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЛИНЕЙНЫЙ
ПОЛЕ МАГНИТНОЕ В ЯКОРЕ
ПРОНИЦАЕМОСТЬ МАГНИТНАЯ

Бабеску, М., Андя, П.: **Относительно линейного асинхронного одностороннего электродвигателя, с феромагнитным якорем.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 191

Производится двухразмерный анализ магнитного поля в якоре, имея в виду вариацию магнитной относительной проницаемости (μ_r), используя итеративный метод, основанный на испольвовании магнетизирующей кривой якоря, данной в табличной форме в памяти вычислительной машины.

УДК 621.315.61 : 621.376.6

ВАННАЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
ИЗОЛЯТОР
ЭЛЕМЕНТ КОНЕЧНЫЙ

Быркэ, К. Т., Джурджу, В., Слэнинэ, М., Делла-Джиакомо, Е., Олару, М.: **Относительно осуществления изолятора для коаксиальных высоковольтных систем.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 195

Определение вычислительных отношений для коаксиальных высоковольтных изоляторов, используя данные физического и математического вычисления.

УДК 621.3.044

ИНДУКТОРЫ С ПРОГРЕССИВНЫМ ПОЛЕМ
МАГНИТОГИДРОДИНАМИКА
СКОРОСТЬ ПЕРЕМЕННАЯ

Фирецяну, В.: **Течение проводящих жидкостей в магнитном прогрессивном поле между двумя парралельными плоскостями.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 199

В работе исследуется электромагнитное поле в канале насоса жидкого металла при предположении параболической вариации скорости в сопоставлении с толщиной.

УДК 621.319.9

КОНДЕНСАТОРЫ НЕПОДВИЖНЫЕ
НАПРЯЖЕНИЯ ТЕРМИЧЕСКОГО ПРОБОЯ
ОРГАНИГРАММЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ
РЕЖИМ ТЕРМИЧЕСКИЙ

Янку, О.: **Термический режим неподвижных конденсаторов с таёрдым диэлектриком.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, август 1976, стр. 208

Предложен вычислительный метод термического режима и пробивного термического напряжения конденсаторов.

УДК 621.004.64 :658.562

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ
НАДЕЖНОСТЬ
СТАРТЕР

Иванович, К., Маринеску, М.: **Метод применяемый при определении надёжности флуоресцентных трубообразных стартеров (пример — стартер 40 Вт).**

Е.Е.А. **Electrotehnica 24**, №. 6, 1976, стр. 212

Изучается функциональное поведение стартеров румынского производства.

INHALT

DK 621.374.3 : 621.311.1.

STROMKREISE
NETZFUNKTION
ALGEBRA DER STRUKTURELLEN ZAHLEN

Preda, M., Nicoară, N.: **Die Analyse der gegenseitigen Stromkreise in der Strukturalgebra.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6 Aug. 1976, S. 177

Es wird eine systematische Rechenmethode der Netzfunktionen für die nicht gegenseitigen Stromkreise dargestellt, durch die Verwendung der Rechentechnik für die Algebra der strukturellen Zahlen.

DK 621.3.045 : 621.316.3

POLYESTERBÄNDER
ISOLIERANORDNUNGEN
STARRE UND HALBSTARRE WICKLUNGEN

Petcu, Gh., Mihalcea, V., Şerb, I., Podani, E., Nistor, Gh.: **Neue isolierende und technologische Werkstoffe für die Isoliersysteme.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 182

Die Arbeit bezieht sich auf die weite Anwendbarkeit der Polyesterbänder bei den starren, halbstarren und weichen Wiklungen, als Isolierstoffe oder für technologische Zwecke, sowie auf die technischen und wirtschaftlichen Vorteile dieser Bänder.

DK 621.3.049 : 681.3.04

DIGITAL-STEUERUNG
DIGITAL-ANALOGER WANDLER
FUNKTIONAL-TRANSFORMATOR

Mărăcinescu, V.: **Digital-analoger Wandler für die Digitalsteuerung der Werkzeugmaschinen mit stetigem Antrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 189

Der Beitrag beschreibt zwei D–A Wandelertypen mit funktioneller Charakteristik, für den stetigen Antrieb der Drehzahl und des Vorlaufs von Werkzeugmaschinen mit Programmsteuerung.

DK 621.313.13 : 621.3.013

LINEARER ELEKTROMOTOR
ELEKTRISCHES FELD IM ANKER
MAGNETISCHE DURCHLÄSSIGKEIT

Babescu, M., Andea, P.: **Über den linearen asynchronen, einseitigen Elektromotor mit ferromagnetischen Anker.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 191

Es wird eine bidimensionelle Analysis im Anker, unter Einhalt der Veränderung der relativen magnetischen Durchlässigkeit (μ_r) durch eine iterative Methode, die sich auf die Verwendung der Magnetisierungskurve des Ankers stützt, und die durch die Tabellen des Rechnerspeichers geliefert wird, dargestellt.

DK 621.315.61 : 621.375.6

ELEKTROLYTISCHES BAD
ISOLATOR
ENDLICHE

Bîrcă, C. T., Giurgiu, V., Slănină, M., Della-Giacomo, E., Olaru, M. : **Aspekte der Herstelung eines Isolators für koaxiale Systeme mit Hochspannung.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 195

Die Arbeit beschreibt die Festlegung von Rechenbeziehungen für die koaxialen Hochspannungs-isolatoren, mit der Verwendung der Daten für die physikalische und mathematische Nachbildung.

DK 621.3.044

MAGNETOHYDRODYNAMIK
FELDMAGNETE MIT WANDERFELD
VERANDERLICHE GESCHWINDIGKEIT

Fireţeanu, V. : **Das Fliessen leitender Flüssigkeiten im magnetischen Wanderfeld zwischen zwei paralellen Ebenen.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 199

Es wird das elektromagnetische Feld im Kanal einer Pumpe mit flüssigen Metall behandelt, in der Annahme einer parabolischen Anderung der Geschwindigkeit im Verhältnis zur Dicke.

DK 621.319.4

THERMISCHER BETRIEB
THERMISCHE DURCHSCHLAGSPANNUNG
FESTKONDENSATOR
RECHEN ORGANIGRAMM

Iancu, O. : **Thermischer Betrieb der Festkondensatoren mit festen Dielektrikum.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 208

Es wird eine Rechenmethode des thermischen Betriebs und der thermischen Durchschlagspanrung der Kondensatoren beschrieben.

DK 621.004.64 : 658.562

ANLASSER
BETRIEBSZUVERLÄSSIGKEIT
VERARBEITUNGSMETHODEN

Ivanovici, C., Marinescu, M. : **Methode zur Feststellung der Zuverlässigkeit der rohrförmigen, fluoreszenten Anlasser (Als Beispiel : der 40 W Anlasser).**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, Nr. 6, Aug. 1976, S. 212

Es wird das funktionelle Verhalten der Anlasser rumänischer Fabrikation untersucht.

SOMMARY

DC 621.374. : 621.311.1

ELECTRIC CIRCUIT
NETWORK FUNCTION

Preda, M., Nicoară, N. : **Analysis of the electric circuits reciprocal in structural algebra.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 177

The article presents a systematic computational method for the network functions of non-reciprocal electric circuits, which makes use of the computing technique of the structural algebra.

DC 621.3.045 : 621.316.3

POLYESTER TAPES
INSULATION DIAGRAMS
RIGID AND SEMI-RIGID WINDINGS

Peteu, Gh., Mihalcea, V., Şerb, I., Podani, V., Nistor, Gh. : **New electroinsulating and technological materials for insulation systems.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976 p. 182

The article refers to the wide practicability of the polyester tapes in the rigid, semirigid and soft windings as electroinsulating or technological materials as well as to the technical and economical advantages of these tapes.

DC 621.3.045 : 681.3.04

DIGITAL CONTROL
DIGITAL ANALOGUE CONVERTER
FUNCTIONAL TRANSFORMER

Mărăcinescu, V. : **Digital-analogue Converters for the digital control of machine-tools with continuous drive.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 189

The paper presents two types of N–A functional converters necessary for the continuous drive of the feed and revolutions of the machine-tools with digital control.

DC 621.313.13 : 621.3.013

LINEAR ELECTRIC MOTOR
ARMATURE MAGNETIC FIELD
MAGNETIC PERMITIVITY

Babescu, M., Andea, P. : **On the unilateral asynchronous linear electric motor with ferromagnetic armature.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 191

The paper presents a two-dimensional analysis of the armature magnetic field which takes into consideration the variation of the relative magnetic permitivity (μ_r) and, makes use of an iterative method based on the utilisation of the armature magnetisation curve given in the computer memory in form of tables.

DC 621.315.61 : 621.376.6

ELECTROLYTIC TANK
INSULATOR
FINITE ELEMENT

Bîrcă, C. T., Giurgiu, V., Slănină, M., Della-Giacomo, E., Olaru, M. : **Aspects of the accomplishment of an insulator for high voltage coaxial systems.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 195

The paper establishes the computational relations of the high voltages coaxial insulators making use of physical and mathematical simulation data.

DC 621.3.044

MAGNETOHYDRODYNAMICS
PROGRESSIVE FIELD INDUCTORS
VARIABLE SPEED

Fireţeanu, V. : **Conducting fluid flow in the progressive magnetic field between two parallel plans.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug, 1976, p. 199

The article deals with the electromagnetic field in the channel of a liquid metal pump in conditions of a parabolic speed variation depending on thickness.

DC 621.319.4

THERMAL CONDITIONS
THERMAL BREAKDOWN VOLTAGE
BLOCK CAPACITORS
COMPUTATIONAL DIAGRAM

Iancu, O. : **The thermal condition of the block capacitors with solid dielectric.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 208

A method for computing the thermal condition and the thermal breakdown voltage of the capacitors is proposed.

DC 621.004.64 : 658.562

STARTER
RELIABILITY
PROCESSING METHODS

Ivanovici, C., Marinescu, M. : **A method for establishing the reliability of tubular fluorescent starters (e. g. the low starter).**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, no. 6, aug. 1976, p. 212

The functional behaviour of the starters manufactured in Romania is studied.

SOMMAIRE

CD 621.374.3 : 621.311.1

CIRCUITS ELECTRIQUES
FONCTIONS DE RESEAU
ALGEBRE DES NUMERAUX STRUCTURAUX

Preda, M., Nicoară, N. : **L'analyse des circuits électriques réciproques en employant l'algèbre structurale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 177

On présente une methode systématique de calcul des fonctions de réseau pour les circuits électriques non réciproques, en employant la technique de calcul de l'algèbre des numéraux structuraux.

CD 621.3.045 : 621.316.3

BANDES DE POLYESTER
SCHEMAS D'ISOLATION
BOBINAGES RIGIDES ET SEMIRIGIDES

Petcu, Gh., Mihalcea, V., Şerb, I., Podani, E., Nistor, Gh. : **Les nouveaux matériels électroisolants et technologies pour les systèmes d'isolation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 182

L'ouvrage analyse l'applicabilité étude des bandes en polyester chez les bobinages rigides et semirigides, utilisées récemment comme matériels électroisolants ou dans des buts technologiques ainsi que les avantages techniques et économiques de ces bandes.

CD 621.3.049 : 681.3.04

COMMANDE NUMERIQUE
CONVERTEUR NUMERIQUE ANALOGIQUE
TRANSFORMATEUR FONCTIONNEL

Mărăcinescu, V. : **Converteurs numériques-analogiques pour la commande numérique des machines-outils avec actionnement continu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 189

L'article présente deux types de converteurs N—A fonctionnels nécessaires pour l'actionnement continu des tours et de l'avance des machines-outils avec une commande programe.

CD 621.313.13 : 621.3.013

CHAMP MAGNETIQUE DE L'INDUIT
MOTEUR ELECTRIQUE LINEAIRE,
PERMEABILITE MAGNETIQUE

Babescu, M., Andea, P. : **Sur le moteur électrique linéaire asynchrone unilatéral, avec un induit férromagnétique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 191.

On fait une analyse bidimensionnelle du champ magnétique de l'induit, ayant égar dà la variation de la perméabilité magnétique relative (μ_r), et en amployant une methode itérative, fondée sur l'utilisation de la courbe de magnétisation de l'induit, enrégistrée sous forme de tableaux dans la mémoire du calculateur.

CD 621.315.61 : 621.376.6

CUVE ELECTROLYTIQUE
ISOLATEUR
ELEMENT FINI

Bircă, C.T., Giurgiu, V., Slănină, M., Della-Giacomo, E., Olaru, M. : **Des aspects concernant la réalisation d'un isolateur pour les systèmes coaxiaux de haute tension.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 195

La détermination de certains relations de calcul pour les isolateurs coaxiaux de haute tension, en employant les données de la modélation physique et mathématique.

CD 621.3.044

MAGNETOHYDRODYNAMIQUE
INDUCTEURS AU CHAMP PROGRESSIF
VITESSE VARIABLE

Fireţeanu, V. : **L'écoulement des fluides conducteurs dans le champ magnétique progressif d'entre deux plans parallèles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 199

On traite du champ électromagnétique dans le canal d'une pompe de métal liquide, en l'hypotèse d'une variation parabolique de la vitesse par rapport à l'épaisseur.

CD 621.319.4

REGIME THERMIQUE
TENSION DE PENETRATION THERMIQUE
CONDENSATEURS FIXES
ORGANIGRAMMES DE CALCUL

Iancu, O. : **Le régime thermique des condensateurs fixes avec un diélectrique solide.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976 p. 208

On propose une methode de calcul du régime thermique et de la tension de pénétration thermique des condensateurs.

CD 621.004. 64 : 658.562

STARTER
FIABILITE
METHODE D'USINAGE

Ivanovici, C., Marinescu, M. : **Une methode employée pour établir la fiabilité des starters fluorescents tubulaires (exemple du starter de 40 W).**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 6, août 1976, p. 212

On étudie le comportement fonctionnel des starters de fabrication roumaine.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Anul 24 ELECTROTEHNICA r. 6 Bucureşti, august 1976

CZ 621.374.3:621.311.1

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
FUNCŢII IN REŢEA
ALGEBRA NUMERELOR STRUCTURALE

Analiza circuitelor electrice nereciproce în algebra structurală

MARIUS PREDA şi NICOLAE NICOARĂ* — Bucureşti

Este cunoscut faptul că la circuitele electrice complexe calculul sistematic al impedanţelor şi admitanţelor de transfer sau de intrare, al factorilor de amplificare în tensiune sau în curent, este laborios prin metodele uzuale.

În acest articol se propune o metodă sistematică şi eficientă de calcul al funcţiilor de reţea pentru circuitele electronice, utilizînd algebra numerelor structurale.

Aceste circuite, cu tranzistoare sau tuburi electronice, ale căror scheme echivalente liniarizate conţin surse comandate de curent sau de tensiune, au matricele admitanţelor laturilor nediagonale, fiind, deci, circuite nereciproce.

În formulele topologice stabilite pentru circuitele nereciproce [1], [2], apar arborii sau coarborii comuni grafului de curent şi grafului de tensiune. Graful de curent al unui circuit este constituit din laturile corespunzătoare elementelor pasive de circuit (rezistenţe, condensatoare, bobine) şi din laturile care reprezintă sursele de curent comandate din schemele echivalente ale tranzistoarelor sau tuburilor electronice.

În graful de tensiune apar, în afara laturilor pasive, laturile corespunzătoare tensiunilor care comandă sursele de curent.

Fiecărei surse de curent comandate îi corespunde, deci, o latură în graful de curent şi o a doua latură în graful de tensiune, ambele avînd aceeaşi admitanţă. Cele două laturi se notează, de obicei, cu acelaşi simbol, la care se adaugă indicele inferior I, respectiv U. De exemplu, amplificatorului din figura 1 a cu schema echivalentă pentru semnul mic de înaltă frecvenţă din figura 1b, îi corespunde graful de curent G_I din figura 2a şi graful de tensiune G_U din figura 2b.

Impedanţa de transfer a circuitului se poate calcula utilizînd formula topologică :

$$\underline{Z}_{21} = -\frac{\sum\limits_{S \in A_{-1,c}} \varepsilon_S \cdot V_S(\underline{Y})}{\sum\limits_{S \in Ac} \varepsilon_S \cdot V_S(\underline{Y})}, \qquad (1)$$

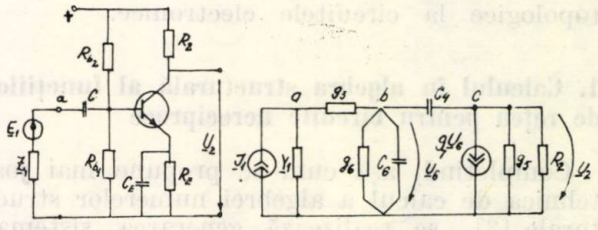


Fig. 1. Amplificator cu tranzistor bipolar :
a — schema amplificatorului ; b — circuitul echivalent pentru frecvenţe înalte.

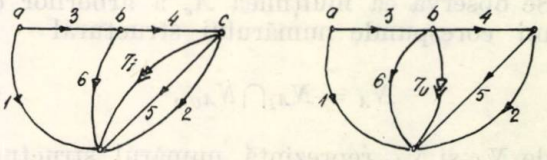


Fig. 2. a — graful de curent G_I ; b — graful de tensiune G_U.

unde :

A_c este mulţimea arborilor comuni grafului de curent G_I şi celui de tensiune G_U;

$A_{-1,c}$ — mulţimea biarborilor comuni grafului de curent G_I şi celui de tensiune G_U care, completaţi cu latura 1 în graful de curent, respectiv cu latura 2 în graful de tensiune, formează arbori în graful de curent, respectiv în graful de tensiune ;

$V_S(\underline{Y})$ — valoarea în admitanţă a subgrafului S (arbore sau biarbore), adică produsul admitanţelor laturilor subgrafului ;

ε_S — factorul de semn al fiecărui termen, egal cu ± 1.

* Prof. dr. ing. *M. Preda* este şeful catedrei de electrotehnică II a I.P.B., iar ing. *N. Nicoară*, asistent la aceeaşi catedră.

Determinarea factorilor de semn se face uzual formînd pentru fiecare arbore comun celor două grafuri de curent și de tensiune (sau biarbore comun, completat așa cum s-a arătat în G_I, respectiv G_U) tabloul laturilor principale. Prin definiție, latura principală a unui nod h este latura care, în arborele considerat, este conținută în calea dintre nodul h și nodul de referință. Laturii i se atașează semnul (—) dacă este orientată înspre nodul h și semnul (+) dacă este orientată în sens opus. Factorul de semn se stabilește cu relația:

$$\varepsilon_S = (-1)^{r+p}, \qquad (2)$$

unde:

r este numărul de laturi care în cei doi arbori sînt orientate dinspre nodul de referință, iar p este numărul de permutări a cîte două laturi, necesare pentru a aranja laturile principale în aceeași ordine în cei doi arbori.

Stabilirea mulțimilor de arbori și biarbori comuni A_c și $A_{-1,c}$ și apoi construirea tabloului laturilor principale pentru determinarea semnului fiecărui termen sînt laborioase, ceea ce diminuează eficiența utilizării formulelor topologice la circuitele electronice.

1. Calculul în algebra structurală al funcțiilor de rețea pentru circuite nereciproce

Completînd, așa cum se propune mai jos, tehnica de calcul a algebrei numerelor structurale [3], se realizează generarea sistematică a termenilor din expresiile formulelor topologice, inclusiv a factorului de semn.

Se observă că mulțimea A_c a arborilor comuni corespunde numărului structural

$$N_A = N_{AI} \cap N_{AU}, \qquad (3)$$

unde N_{AI} și N_{AU} reprezintă numărul structural al grafului de curent G_I, respectiv cel al grafului de tensiune, G_U.

Mulțimea $A_{-1,c}$ a biarborilor comuni corespunde numărului structural:

$$N_{A,-1} = \frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \frac{\partial N_{AU}}{\partial 2}, \qquad (4),$$

unde:

$\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1}$ și $\frac{\partial N_{AU}}{\partial 2}$ reprezintă derivatele în algebra structurală ale numerelor structurale N_{AI} respectiv N_{AU}, în raport cu latura de intrare 1, respectiv cu latura de ieșire 2.

Pe de altă parte, luînd o aceeași ordine pentru noduri la calculul numerelor structurale N_{AI} și N_{AU} și convenind în plus să atașăm fiecărei laturi orientate semnul (—) sau (+), după cum este orientată înspre nod, sau în sensul opus, informația conținută în tabloul laturilor principale se obține implict prin calculele algebrice efectuate. Fiecare linie corespunde în N_{AI}, respectiv N_{AU}, aceluiași nod. Pentru fiecare arbore corespunzător unei coloane, apar direct pe liniile nodurilor laturilor principale cu semnul lor.

Pentru obținerea expresiilor de la numitorul și numărătorul formulei topologice (1), se extinde noțiunea de funcție determinant a unui număr structural [3], [4]. Funcția $\underset{Y}{\mathrm{Det}}\, N$, care va fi utilizată, se definește ca suma algebrică a produselor admitanțelor laturilor termenilor, al căror semn se stabilește cu relația (2), utilizînd direct, așa cum s-a arătat mai sus, expresiile în algebra structurală pentru determinarea numerelor r și p la fiecare arbore sau biarbore comun.

Formula topologică (1) se poate, astfel, scrie:

$$\underline{Z}_{21} = -\frac{\underset{Y}{\mathrm{Det}} \left[\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \frac{\partial N_{AU}}{\partial 2} \right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}} \left[N_{AI} \cap N_{AU} \right]}. \qquad (5)$$

Formula admitanței de transfer dintre două laturi μ, ν, exprimată în impedanțe, în funcție de coarborii comuni grafelor de curent și de tensiune ale circuitului are expresia:

$$\underline{Y}_{\nu\mu} = -\frac{\underset{Z}{\mathrm{Det}} \left[\frac{\partial N_{cI}}{\partial \nu} \cap \frac{\partial N_{cU}}{\partial \mu} \right]}{\underset{Z}{\mathrm{Det}} \left[N_{cI} \cap N_{cU} \right]}, \qquad (6)$$

unde:

N_{cI}, N_{cU} reprezintă numerele structurale ale coarborilor calculate pentru graful de curent, respectiv pentru graful de tensiune al circuitului.

Funcția $\underset{Z}{\mathrm{Det}}$ este prin definiție suma algebrică a produselor impedanțelor laturilor termenilor. Semnul fiecărui termen se determină cu relația (2), aplicată subgrafului complementar termenului. Întrucît elementele numărului structural N_c ale unui graf sînt complementarele în raport cu mulțimea laturilor grafului ale elementelor numărului structural al arborilor N_A, expresiile din relația (6) se pot obține calculînd mai întîi în modul precizat numerele structurale N_{AI} și N_{AU}.

Analog se exprimă cu ajutorul algebrei numerelor structurale relațiile topologice duale pentru calculul impedanței și admitanței de intrare corespunzătoare unei laturi.

Acestea sînt incluse în tabelul 1, împreună cu formulele topologice ale impedanței și admitanței de transfer dintre două laturi μ, ν.

Aplicația 1

Se calculează amplificarea în tensiune a circuitului din figura 1 a:

Numitorul expresiei amplificării rezultă:

$$\underset{Y}{\mathrm{Det}}\,[N_{AI} \cap N_{AU}] = \underline{Y}_3[(\underline{Y}_2 + \underline{Y}_5)(\underline{Y}_4 + \underline{Y}_6) + \underline{Y}_4(\underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)] + \underline{Y}_1[(\underline{Y}_2 + \underline{Y}_5)(\underline{Y}_3 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_6) + \underline{Y}_4(\underline{Y}_3 + \underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)].$$

Tabelul 1

Forma în $N_{AI}\ N_{AU}$ exprimată în admitanțe	Forma în $Nc_I\ Nc_U$ exprimată în impedanțe
$\underline{Z}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{AI}}{\partial \mu} \cap \dfrac{\partial N_{AU}}{\partial \nu}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\,[N_{AI} \cap N_{AU}]}$	$\underline{Y}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial Nc_I}{\partial \nu} \cap \dfrac{\partial Nc_U}{\partial \mu}\right]}{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\,[Nc_I \cap Nc_U]}$
$\underline{Z}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\partial \mu}[N_{AI} \cap N_{AU}]\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\,[N_{AI} \cap N_{AU}]}$	$\underline{Y}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial \mu}[Nc_I \cap Nc_U]\right]}{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\,[Nc_I \cap Nc_U]}$
$\underline{Y}_{\mu\mu} = -\underline{Y}_\mu \dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta \mu}[N_{AI} \cap N_{AU}]\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\,[N_{AI} \cap N_{AU}]}$	$\underline{Z}_{\mu\mu} = -\underline{Z}_\mu \dfrac{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta_\mu}{\delta}[Nc_I \cap Nc_U]\right]}{\underset{Z}{\mathrm{Det}}\,[Nc_I \cap Nc_U]}$

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{U}_2}{\underline{E}_1} = \underline{Y}_1 \cdot \underline{Z}_{21} = -\underline{Y}_1 \frac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \dfrac{\partial N_{AU}}{\partial 2}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\,[N_{AI} \cap N_{AU}]}$$

Luînd pentru calcul nodurile în ordinea a, b, c și notînd semnul atașat laturilor sub forma unui indice superior, se obține:

$$N_{AI} = [1^{\overset{a}{+}}\ 3^+][3^{\overset{b}{-}}\ 4^+6^+][4^{\overset{c}{-}}\ 2^+\ 5^+7_I^+] =$$

$$= \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix}\begin{bmatrix} 1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+3^+3^+3^+3^+3^+3^+3^+ \\ 3^-3^-3^-3^-4^+4^+4^+6^+6^+6^+6^+4^+4^+4^+6^+6^+6^+6^+ \\ 4^-2^+5^+7_I^+2^+5^+7_I^+4^-2^+5^+7_I^+2^+5^+7_I^+4^-2^+5^+7_I^+ \end{bmatrix},$$

$$N_{AU} = [1^{\overset{a}{+}}3^+]\ [3^{\overset{b}{-}}4^+6^+7_U^+]\ [4^{\overset{c}{-}}2^+5^+] =$$

$$= \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix}\begin{bmatrix} 1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+1^+3^+3^+3^+3^+3^+3^+3^+ \\ 3^-3^-3^-4^+4^+6^+6^+6^+7_U^+7_U^+7_U^+4^+4^+6^+6^+6^+7_U^+7_U^+7_U^+ \\ 4^-2^+5^+2^+5^+4^-2^+5^+4^-2^+5^+2^+5^+4^-2^+5^+4^-2^+5^+ \end{bmatrix}.$$

Cu relația (2) se găsește că au factorul de semn $\varepsilon_s = +1$ toți arborii comuni.

Pentru stabilirea expresiei de la numărător se calculează:

$$\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \frac{\partial N_{AU}}{\partial 2} =$$

$$= \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix}\begin{bmatrix} \\ 3^-3^-3^-3^-4^+4^+4^+6^+6^+6^+6^+ \\ 4^-2^+5^+7_I^+2^+5^+7_I^+4^-2^+5^+7_I^+ \end{bmatrix} \cap$$

$$\cap \begin{matrix} a \\ b \\ c \end{matrix}\begin{bmatrix} 1^+1^+1^+1^+3^+3^+3^+ \\ 3^-4^+6^+7_U^+4^+6^+7_U^+ \\ \end{bmatrix}.$$

Biarborii comuni sînt 34 și 37, iar factorul de semn, stabilit după completarea numărului structural $\dfrac{\partial N_{AI}}{\partial 1}$ cu latura 1^+ pe linia nodului a și a numărului structural $\dfrac{\partial N_{AU}}{\partial^2}$, cu latura 2^+ pe linia nodului c, este $\varepsilon_S = +1$, respectiv $\varepsilon_s = -1$.

Numărătorul este, deci:

$$\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \frac{\partial N_{AU}}{\partial 2}\right] = \underline{Y}_3 \cdot (\underline{Y}_4 - \underline{Y}_7).$$

2. Formulele topologice generale în algebra structurală ale circuitelor nereciproce

La circuitele electronice multiport se calculează funcţiile de circuit de transfer între două porţi oarecare μ, ν sau imitanţa de intrare a unei porţi μ.

Aceste formule topologice generale, rezultă prin treceri la limite adecvate ale admitanţelor sau impedanţelor porţilor [5]. În algebra structurală acestor treceri la limită le corespund operaţii de derivare directă sau inversă [4], care în cazul circuitelor nereciproce se aplică numerelor structurale ale arborilor sau coarborilor grafului de curent, respectiv de tensiune.

Se obţin astfel formulele topologice generale ale circuitelor multiport nereciproce reunite în tabelul 2.

Aplicaţia 2

Se calculează amplificarea în tensiune la frecvenţe medii a montajului cascod din figura 3 a, cu schema echivalentă din figura 3 b. Graful de curent este reprezentat în figura 4 a, iar graful de tensiune în figura 4 b.

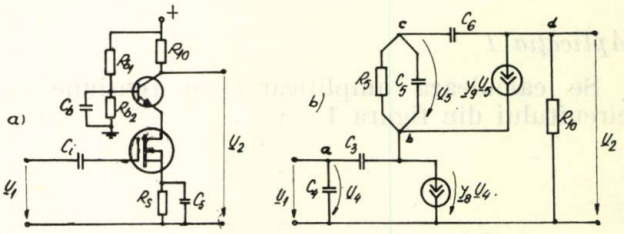


Fig. 3. Amplificatorul cascod:
a — schema amplificatorului cascod; b — circuitul echivalent pentru frecvenţe medii.

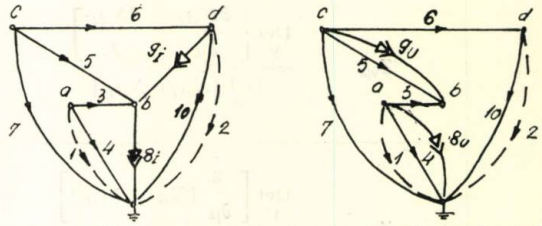


Fig. 4. a — graful de curent G_i; b — graful de tensiune G_U.

Tabelul 2

Forma în $N_{A_I}\ N_{A_U}$ exprimată în admitanţe	Forma în $N_{C_I}\ N_{C_U}$ exprimată în impedanţa
$\underline{Z}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{A_I}}{\partial\mu} \cap \dfrac{\partial N_{A_U}}{\partial\nu}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta^2 N_{A_I}}{\delta\mu\,\delta\nu} \cap \dfrac{\delta^2 N_{A_U}}{\delta\mu\,\delta\nu}\right]}$	$\underline{Z}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{C_I}}{\partial\nu} \cap \dfrac{\partial N_{C_U}}{\partial\mu}\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial^2 N_{C_I}}{\partial\mu\,\partial\nu} \cap \dfrac{\partial^2 N_{C_U}}{\partial\mu\,\partial\nu}\right]}$
$\underline{Y}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{A_I}}{\partial\mu} \cap \dfrac{\partial N_{A_U}}{\partial\nu}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial^2 N_{A_I}}{\partial\mu\,\partial\nu} \cap \dfrac{\partial^2 N_{A_U}}{\partial\mu\,\partial\nu}\right]}$	$\underline{Y}_{\nu\mu} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{C_I}}{\partial\nu} \cap \dfrac{\partial N_{C_U}}{\partial\mu}\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta^2 N_{C_I}}{\delta\mu\,\delta\nu} \cap \dfrac{\delta^2 N_{C_U}}{\delta\mu\,\nu\delta}\right]}$
$\underline{A}_{i_{\nu\mu}} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{A_I}}{\partial\mu} \cap \dfrac{\partial N_{A_U}}{\partial\nu}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\nu}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]\right]}$	$\underline{A}_{i_{\nu\mu}} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{C_I}}{\partial\nu} \cap \dfrac{\partial N_{C_U}}{\partial\mu}\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta\nu}\left[\dfrac{\partial}{\partial\mu}(N_{C_I} \cap N_{C_U})\right]\right]}$
$\underline{A}_{U_{\nu\mu}} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{A_I}}{\partial\mu} \cap \dfrac{\partial N_{A_U}}{\partial\nu}\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\mu}\left[\dfrac{\delta}{\delta\nu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]\right]}$	$\underline{A}_{U_{\nu\mu}} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial N_{C_I}}{\partial\nu} \cap \dfrac{\partial N_{C_U}}{\partial\mu}\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\nu}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{C_I} \cap N_{C_U})\right]\right]}$
$\underline{Z}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\nu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]}$	$\underline{Z}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{C_I} \cap N_{C_U})\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\mu}(N_{C_I} \cap N_{C_U})\right]}$
$\underline{Y}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]}{\underset{Y}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\mu}(N_{A_I} \cap N_{A_U})\right]}$	$\underline{Y}_{\mu\mu} = -\dfrac{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\partial}{\partial\mu}(N_{C_I} \cap N_{C_U})\right]}{\underset{z}{\mathrm{Det}}\left[\dfrac{\delta}{\delta\mu}(N_{C_i} \cap N_{C_U})\right]}$

Amplificatorul se consideră cu ieşirea în gol, iar sursa de semnal de la intrare un generator de tensiune cu rezistenţa internă neglijabilă. În aceste condiţii se foloseşte formula generală a factorului de amplificare între poarta de intrare 1 şi poarta de ieşire 2, care, în graful de curent şi în cel de tensiune au fost reprezentate cu linie întreruptă :

$$\underline{A}_U = -\frac{\det\limits_Y \left[\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} \cap \frac{\partial N_{AU}}{\partial 2}\right]}{\det\limits_Y \left[\frac{\partial}{\partial 1}\left[\frac{\delta}{\delta_2}(N_{AI} \cap N_{AU})\right]\right]}.$$

Pentru calcul nodurile se iau în ordinea *a*, *b*, *c*, *d*. Numerele structurale ale arborilor se calculează cu relaţiile :

$$N_{AI} = [1^{a}3^{+}4^{+}][3^{-}5^{-}8_I^{+}9_I^{-}]^{b}[5^{+}6^{+}7^{+}]^{c}[2^{+}6^{-}9_I^{+}10^{+}]^{d},$$

$$N_{AU} = [1^{a}3^{+}4^{+}8_U^{+}][3^{-}5^{-}9_U^{-}]^{b}[5^{+}6^{+}7^{+}9_U^{+}]^{c}[6^{-}2^{+}10^{+}]^{d}.$$

Derivatele algebrice ale numerelor structurale, scrise sub formă de produse sînt :

$$\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1} = [3^{-}5^{-}8_I^{+}9_I^{-}]^{b}[5^{+}6^{+}7^{+}]^{c}[2^{+}6^{-}9_I^{+}10^{+}]^{d},$$

$$\frac{\partial N_{AU}}{\partial 2} = [1^{a}3^{+}4^{+}8_U^{+}][3^{-}5^{-}9_I^{-}]^{b}[5^{+}6^{+}7^{+}9_U^{+}]^{c}.$$

Efectuînd înmulţirea în algebra structurală şi reţinînd numai părţile comune, expresia numărătorului rezultă :

$$\det_Y \left\{ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \end{matrix} \left[\begin{matrix} 3^{-}3^{-}3^{-}8_I^{+}8_I^{+}8_I^{+} \\ 5^{+}6^{+}7^{+}5^{+}6^{+}7^{+} \\ 6^{-}9_I^{+}9_I^{+}6^{-}9_I^{+}9_I^{+} \end{matrix} \right] \cap \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \end{matrix} \left[\begin{matrix} 3^{+}3^{+}3^{+}8_U^{+}8_U^{+}8_U^{+} \\ 5^{-}9_U^{-}9_U^{-}5^{-}9_U^{-}9_U^{-} \\ 6^{+}6^{+}7^{+}6^{+}6^{+}7^{+} \end{matrix} \right] \right\} =$$

$$= \underline{Y}_9[(\underline{Y}_3 - \underline{Y}_8)(\underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)] + \underline{Y}_5\underline{Y}_6(\underline{Y}_3 - \underline{Y}_8)$$

La determinarea semnului s-a ţinut seama şi de semnul laturilor 1 şi 2, care apar, ambele cu semnul (+), în linia nodului *a* pentru $\frac{\partial N_{AI}}{\partial 1}$ respectiv în linia nodului *d*, pentru $\frac{\partial N_{AU}}{\partial 2}$

Pentru calculul numitorului, conform regulilor de calcul ale algebrei structurale, se poate scrie :

$$\frac{\partial}{\partial 1}\left[\frac{\delta}{\delta 2}(N_{AI} \cap N_{AU})\right] =$$

$$= \left[\frac{\partial}{\partial 1}\left[\frac{\delta N_{AI}}{\delta 2}\right]\right] \cap \left[\frac{\partial}{\partial 1}\left[\frac{\delta N_{AU}}{\delta 2}\right]\right] =$$

$$= [3^{-}5^{-}8_I^{+}9_I^{-}]^{b}[5^{+}6^{+}7^{+}]^{c}[6^{-}9_I^{+}10^{+}]^{d} \cap [3^{-}5^{-}9_U^{-}]^{b} \cdot$$

$$\cdot [5^{+}6^{+}7^{+}9_U^{+}]^{c}[6^{-}10^{+}]^{d}.$$

Efectuînd înmulţirea şi reţinînd numai elementele comune se obţine :

$$\det_Y \left\{ \begin{matrix} b \\ c \\ d \end{matrix} \left[\begin{matrix} 3^{-}\ 3^{-}3^{-}\ 3^{-}3^{-}\ 3^{-}\ 5^{-}5^{-}\ 5^{-}\ 9_I^{-}9_I^{-}\ 9_I^{-} \\ 5^{+}\ 5^{+}6^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+} \\ 6^{-}10^{+}9_I^{+}10^{+}6^{-}10^{+}10^{+}6^{-}10^{+}10^{+}6^{-}10^{+} \end{matrix} \right] \cap \right.$$

$$\left. \cap \begin{matrix} b \\ c \\ d \end{matrix} \left[\begin{matrix} 3^{-}\ 3^{-}\ 3^{-}3^{-}\ 3^{-}3^{-}\ 5^{-}5^{-}\ 5^{-}\ 9_U^{-}\ 9_U^{-}\ 9_U^{-} \\ 5^{+}\ 5^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+}\ 9_U^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+}\ 6^{+}7^{+}\ 7^{+} \\ 6^{-}10^{+}10^{+}6^{-}10^{+}6^{-}10^{+}6^{-}10^{+}10^{+}6^{-}10^{+} \end{matrix} \right] \right\} =$$

$$= \underline{Y}_{10}[\underline{Y}_3(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_6 + \underline{Y}_7) + (\underline{Y}_5 + \underline{Y}_9)(\underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)] + \underline{Y}_6[\underline{Y}_3(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_7 + \underline{Y}_9) + \underline{Y}_7(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_9)].$$

Amplificarea montajului cascod este deci :

$$\boxed{A_u = \frac{\underline{Y}_5\underline{Y}_6(-\underline{Y}_3 + \underline{Y}_8) - \underline{Y}_9[(\underline{Y}_3 - \underline{Y}_8)(\underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)}{\underline{Y}_{10}[\underline{Y}_3(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_6 + \underline{Y}_7) + (\underline{Y}_5 + \underline{Y}_9)(\underline{Y}_6 + \underline{Y}_7)] + \underline{Y}_6[\underline{Y}_3(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_7 + \underline{Y}_9) + \underline{Y}_7(\underline{Y}_5 + \underline{Y}_9)]}}$$

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea, P.* Analiza şi sinteza circuitelor electrice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[2] *Seshu, S., Reed, M. B.* Linear graphs and electrical networks. Reading, Massachusetts, Addison-Wesley, 1961.

[3] *Bellert, S., Wozniacki, H.* Analiz i sintez elektriceskih ţepei metodom strukturnih cisel. Moskva, Izd. Mir, 1972.

[4] *Preda, M., Nicoară, N.* Calculul funcţiilor de circuit în algebra structurală. În : Electrotehnica, Electronica şi Automatica. Seria : Electrotehnica, **24**, nr. 3, aprilie 1976, p. 97—103.

[5] *Preda, M., Breazu, I., Marcovici, J.* Formulă topologică generală pentru transmitanţele circuitelcr multiport. În : Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, tom. **22**, 1972, p. 129—138.

Intrat în redacţie la 5.III.1976

CZ 621.3.045:621.316.3

BENZI POLIESTERICE
SCHEME DE IZOLAȚIE
BOBINAJE RIGIDE ȘI SEMIRIGIDE

Noi materiale electroizolante și tehnologice pentru sistemele de izolație

GHEORGHE PETCU, VICTORIA MIHALCEA, ION ȘERB, ELENA PODANI,
GHEORGHE NISTOR* — București și Brașov

1. Introducere

Benzile țesute sînt folosite în industria electrotehnică, în special în construcția de mașini electrice, ca material tehnologic (pentru întărirea capetelor de bobină la mașinile electrice mici și mari, întărirea inelelor de reazem, bandajări și secții și bobine polare) și ca material izolant.

În toate aceste cazuri, benzile pot fi din bumbac, celofibră, sticlă, mătase naturală sau fire sintetice.

Din punct de vedere al materiilor prime, bumbacul, celofibra și mătasea naturală, sînt deficitare, iar firele de sticlă se aduc din import, în timp ce benzile sintetice au asigurată baza materială în țară prin folosirea judicioasă a resurselor naturale.

Pe lîngă acestea, în ultimul timp, țesăturile pe bază de fire sintetice (poliamide și poliesteri), pe lîngă larga lor utilizare în industria ușoară au început să-și găsească aplicabilitate și în alte domenii, în special în industria electrotehnică [5].

Avantajul cel mai important în aplicarea lor îl constituie strîngerea suplimentară a bobinelor și secțiunilor, față de benzile de bumbac, mătase naturală și sticlă, care nu au această calitate.

Pe scurt, în tabelul 1 sînt prezentate principalele caracteristici ale benzilor din bumbac, sticlă și poliester [1—2].

Tabelul 1

Nr. crt.	Caracteristici	U/M	Tipul benzii		
			bumbac	sticlă	poliester
1	Lățimea	mm	20	20	20
2	Grosimea	mm	0,45	0,36	0,35
3	Sarcina de rupere	kgf	60	42	85
4	Alungirea la rupere	%	12	—	9
5	Contracția după o oră	%	—	—	8
	130° C, 160° C.		—	—	12
6	Higroscopicitatea	%65	11	—	0,5
7	Indice de temperatură	°C	90	180	140

Pentru aceeași lățime de bandă și grosim apropiate, sarcina de rupere a benzilor poliesterice este de aproximativ două ori mai mare decît a benzilor din bumbac și sticlă.

Benzile poliesterice prezintă o contracție la temperatură mărită față de celelalte tipuri, proprietate apreciată în cazurile cînd aceste benzi sînt folosite ca materiale de consolidare.

De asemenea, higroscopicitatea mică a benzilor poliesterice față de cea a benzilor din bumbac, dau acestora o rezistivitate mare, făcînd posibilă, astfel, utilizarea lor ca material electroizolant.

În ceea ce privește indicele de temperatură sau clasa de izolație se constată că benzile poliesterice au indicele de temperatură de 140°C, ceea ce corespunde unei clase de izolație *B* spre *F*. Acesta este superior indicilor de temperatură ai benzilor din bumbac și sub cel al benzilor de sticlă.

Avînd în vedere că atît în prezent, cît și în viitorul apropiat peste 90% din producția de mașini electrice se realizează în jurul acestui indice de temperatură, precum și faptul că celelalte elemente izolante dintr-un sistem de izolație, pot mări indicele de temperatură al mașinii, benzile poliesterice sînt acceptabile.

Reiese că benzile sintetice sînt superioare celorlalte tipuri de benzi, din punct de vedere al bazei de materii prime, al caracteristicilor și comportării tehnologice.

2. Experimentări privind realizarea benzilor din fire poliesterice

Din cele menționate mai sus reiese necesitatea fabricării benzilor poliesterice pentru a fi utilizate în construcția de mașini electrice, ceea ce a impus asimilarea lor în țară.

Pentru aceasta a fost necesar ca, pe lîngă asigurarea materiilor prime, să se studieze nivelul tehnic actual al altor firme, în acest domeniu, precum și al gradului de înzestrare cu utilaje corespunzătoare a întreprinderilor de profil pentru asigurarea execuției benzilor la un preț de cost convenabil.

2.1. Analiza unor tipuri de benzi reprezentative din fire poliesterice. În acest sens s-au consultat prospectele firmelor străine și mostre de la firma ASEA — Suedia și August Mohr [4].

* Ing. *Gh. Petcu* și ing. *V. Mihalcea* sînt cercetători principali la ICPE, ing. *I. Șerb*, director, Într. Republica-Brașov, ing. *El. Podani*, cercetător principal ICPE și ing. *Gh. Nistor*, șef laborator ICPE, București.

Aceste mostre au fost supuse la încercări.

Rezultatele încercărilor sînt sintetizate în tabelul 2.

Tabelul 2

Nr. crt.	Caracteristici	U/M	Tipul benzii			
			Tip ASEA		Tip August Mohr	
			U	B	U	B
1	Nr. filamente în fir	—	25	25	50	50
2	Finețe fir	den (tex)	113 (12,6)	128 (14,3)	269 (30)	265,9 (29,5)
3	Torsiune	nr/m	185,6	88,8	36,3	35,4
4	Lățimea benzii	mm	19,5		20,2	
5	Grosimea benzii	mm	0,22		0,37	
6	Rezistența la tracțiune a benzii	kgf	40		119,5	
7	Alungirea benzii	%	7		16,3	
8	Contracția la benzi 1 h la :	%				
	130°C		13		3	
	160°C		19		3	

Din acest tabel se constată că banda tip ASEA are contracție bună (19% la 160°C), grosime mică (0,22 mm), dar rezistență mică la tracțiune, 40 kgf.

Constructiv se constată că firma ASEA folosește în urzeală un fir de 113 den, cu o torsiune de 185/m, iar în bătătură, un fir de 150 den, cu o torsiune de 90/m. Banda poliesterică de la firma August Mohr prezintă rezistență la tracțiune bună (120 kgf), dar are o grosime mare (0,37 mm) și o contracție mică (3% la 160°C).

Constructiv, firma August Mohr, folosește atît în urzeală, cît și în bătătură un fir mai gros (270 den), puțin torsionat (36/m).

2.2. Stabilirea tipurilor de fire poliesterice pentru benzi. Analiza datelor din tabelul 2 a constituit doar o orientare hotărîtoare în alegerea firului, au fost însă încercările făcute cu firele poliesterice ce se produc în țară și posibilitățile de modificare corespunzătoare a acestora.

În acest fel s-au întocmit condițiile tehnice minimale: finețe fir, număr de filamente, torsiune, tenacitate minimă, alungire la rupere, contracții etc.

Rezolvarea acestor aspecte a constituit obiectul unui studiu rezolvat de către ICPE la UFS-Iași.

În acest sens s-au luat în studiu mai multe tipuri de fire poliesterice existente, executîndu-se benzile cu textură dreaptă și diagonal frîntă.

Benzile cu țesătură dreaptă se realizează mai ușor, dar prezintă dezavantajul că se destramă și se contractă pe mijloc, în timp ce benzile diagonal frînte înlătură acest dezavantaj.

În tabelul 3 sînt prezentate caracteristicile unui tip de bandă dreaptă și diagonal frîntă, realizate cu același fir.

Tabelul 3

Nr. crt.	Caracteristica	U/M	Tipul benzii			
			Bandă dreaptă		Bandă frîntă	
			urzeală	bătătură	urzeală	bătătură
1	Finețe fir	den	133,5	132,9	137,3	133,2
2	Număr filamente din fir		47	48	48	48
3	Torsiune	nr/m	150		150	
4	Lățime	mm	22		21	
5	Rezistența la tracțiune	kgf	46,4		76,2	
6	Alungirea la rupere	%	19		18,2	
7	Grosime	mm	0,25		0,37	
8	Contracție 1h	%				
	130°C		3		3	
	160°C		8		7	

Rezultă că la același tip de fir, rezistența la tracțiune a benzilor diagonal frînt este de aproape două ori mai mare decît a benzilor drepte, ceea ce ne-a condus să optăm pentru asimilarea acestui tip de bandă.

După stabilirea tipului de bandă s-a trecut la studierea influenței firelor asupra caracteristicilor benzii.

În tabelul 4 sînt prezentate mai multe tipuri de benzi diagonal frînte, realizate cu fire care difereau între ele ca număr de filamente în fir, finețea firului, torsiunea, rezistența la tracțiune a firului și contracția acestuia.

Din tabelul 4 rezultă:

a — forța de rupere este direct proporțională cu grosimea firului din urzeală și bătătură și invers proporțională cu torsiunile pe metru liniar în anumite limite;

b — grosimea benzii este direct proporțională cu grosimea firului din urzeală și bătătură;

c — contracția este invers proporțională cu numărul de torsiuni pe metru liniar.

După cum se vede torsiunea are o mare importanță asupra caracteristicilor impuse benzii (forță-contracție), iar din experimentările de executare a benzilor s-a constatat că o torsionare prea mare, în special în bătătură, conduce la reducerea productivității, datorită formării de bucle în timpul țeserii, precum și faptului că un fir netorsionat se scămoșează în timpul țesutului, ceea ce impune alegerea unor valori de torsiune optimă.

S-au putut stabili astfel, experimental, caracteristicile firului poliesteric, care a fost transmis la UFS-Iași pentru asimilare (tabelul 5).

2.3. Realizarea benzilor cu fire poliesterice indigene. În privința realizării benzilor poliesterice cu firul stabilit a fost necesară o colaborare cu industria de pasmanterie pentru stabilirea unității producătoare.

În urma experimentărilor efectuate la fabricile de pasmanterie Timișoara, Zimnicea și Brașov, s-a constatat că întreprinderea Repu-

Tabelul 4

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	U/M	U/M U	Tipul benzii realizate							
				4 B	7B		1Z		Benzi ICPE	
				B	U	B	U	B	U	B
1	Finețe fir	den (dex)	412,6 (45,8)	134,8 (14,8)	130,5 (14,5)	131,2 (14,6)	137,3 (15,2)	133,2 (14,8)	125 (14)	125 (14)
2	Număr filamente din fir		144	48	48	48	48	48	48	48
3	Rezistența firului la tracțiune	gf	2 545	819	841,6	626,2	707	681	—	—
4	Torsiune	nr/m	842		105,6	105,6	150z	150z	150z	150z
5	Lățimea benzii	mm	20		21		21		20	
6	Rezistența la tracțiune a benzii	kgf	99,2		102,9		76,2		93,1	
		kgf/mm²	9		14,5		9,8		12	
7	Alungirea la rupere	%	22,5		12		18,2		12	
8	Grosimea benzii	mm	0,55		0,343		0,37		0,3	
9	Contracție 1h la 130°C		3		12		3		8	
	160°C	%	8		16		7		13	

blica-Brașov are condiții optime de realizare a unor astfel de produse, de aceea a fost destinată să producă acest tip de bandă.

În tabelul 6 este prezentat un tip de bandă mai bun, din fire poliesterice, realizat la întreprinderea Republica-Brașov, ale cărui caracteristici tehnice sînt comparabile cu produse similare din import, utilizate la noi în țară.

Caracteristicile au fost stabilite pe baza încercărilor efectuate asupra mostre¹or [3].

Din tabelul 6 rezultă că tipul de bandă indigenă realizată are în urzeală și bătătură același fir cu un număr de filamente ale firului mai mare decît al benzii tip ASEA și apropiat de cel fabricat de firma August Mohr.

Finețea firului este mai mare decît cea a firului folosit de firma ASEA și mai mică decît a celui folosit de firma August Mohr.

Torsiunea este mai mică decît cea folosită de firma ASEA în urzeală și mai mare decît cea folosită de aceeași firmă, în bătătură.

Firma August Mohr folosește o torsiune în urzeală și bătătură mai mică.

Lățimea benzilor a fost luată la 20 mm, lățimi aproximativ egale pentru cele trei cazuri (tabelul 6).

Masa și grosimea benzii indigene sînt mai mari decît ale benzii ASEA și mai mici decît ale benzii August Mohr.

Tenacitatea firelor este în urzeală și bătătură mai mare la benzile indigene, decît la benzile August Mohr.

Rezistența la tracțiune și alungirea firelor indigene în urzeală și bătătură sînt mai mari decît ale benzii firmei ASEA și mai mici decît ale benzii firmei August Mohr.

Tabelul 5

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	U/M	Valori
1	Titrul etirat	den	125
2	Tenacitate minimă	g/den	5,0
3	Alungirea la rupere	%	15
4	Contracție 130°C	%	10
5	Torsiuni	nr/m	100z

Rezistența la tracțiune pe bandă indigenă este mai mare decît cea a firmei ASEA și mai mică decît cea a firmei August Mohr.

Rezistența specifică la tracțiune a benzii indigene este mai mare decît a firmei ASEA și mai mică decît cea a firmei August Mohr.

Contracția benzii indigene este mai mică decît a firmei ASEA și mai mare decît a firmei August Mohr.

Din experimentele făcute în laborator și în industrie s-a stabilit o contracție optimă între 7 și 12% la 130°C.

O contracție mai mare deformează bobinele polare și înfășurările, iar o contracție mică nu asigură consolidarea suficientă a reperului.

În cazul benzii indigene s-a fixat o contracție de 9% la 130°C și 13—14% la 160°C.

După cum rezultă din cele mai de sus, benzile poliesterice realizate în țară au caracteristici superioare, unele din ele echivalente cu a celor din import.

În continuare s-a urmărit cercetarea și realizarea unei benzi indigene cu parametri superiori, respectiv cu o rezistență la tracțiune specifică mai mare și cu o grosime a benzii mai mică.

Prin mărirea rezistenței la tracțiune specifică se obține un consum specific de bandă mai

redus; reducerea grosimii benzii face ca utilizarea crestăturilor mașinilor electrice să fie mai rațională, obținîndu-se astfel un consum mai mic de metal (cupru și tolă silicioasă).

Pentru mărirea forței de rupere s-a mărit titrul firului din urzeală de la 125/48 den, la 150/32 den și desimea în bătătură de la 120 la 150 pe 10 mm, obținîndu-se o variantă la care rezistența de tracțiune specifică a crescut cu 50%.

Pentru reducerea grosimii benzii s-a folosit în bătătură un fir, cu titru de 68/32 și o desime mai mare. Prin această măsură grosimea a scăzut de la 0,3 la 0,22 mm, obținîndu-se și o forță de rupere specifică superioară, 20,45 kgf/mm.

Tabelul 6

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	U/M	Tipul benzii					
			ASEA		August Mohr		ICPE	
			U	B	U	B	U	B
	Textile							
1	Nr.filamente în fir		25	25	50	50	48	48
2	Finețe fir	den	113	128	269,7	265,9	140	132,5
		(tex)	(12,6)	(14,3)	(30)	(29,5)	(15,5)	(14,7)
3	Torsiune	nr/m	185,6	88,8	36,2	35,4	105,6	105,7
4	Lățimea benzii	mm	19,5		20,2		20	
5	Masa	g/ml	1,8		3,304		2,577	
6	Grosimea benzii		0,21		0,37		0,22	
7	Tenacitate	g/den	—	—	5,0	4,4	6,44	4,77
	Mecanice							
8	Forța la tracțiune pe fir	gf	659	572	1 360	1 182	841,6	626,2
9	Alungirea	%	8,3	8,5	11,8	11,8	9,4	7,7
10	Forța la tracțiune pe bandă	kgf	40		119,5		93,1	
11	Rezist. specifică la tracțiune	kgf/mm	10		16,1		15,5	
	Termice							
12	Contracția benzii 1h la	%						
	130°C		13		3		9	
	160°C		19		3		13,4	

Tabelul 7

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	U/M	Tipul benzii		
			Bandă de contracție tip ICPE Cod 626–4155.006 20.II.72	Bandă de contracție Cod 626–4155002 I.II.1973	Bandă de contracție Cod. 626–4155001 I.II. 1973
		mm	I	II	III
1	Titrul firului urzeală-fond	tex	14	14	14
		(den)	(125/48 den)	(125/40 den)	(125/48 den)
2	Titrul firului urzeală-efect	tex	14	14	14
		(den)	(125/48 den)	(150/32 den)	(150/32 den)
3	Titrul firului bătură	tex	14	14	7,6
		(den)	(125/48)	(125/48)	(68/32)
4	Desime bătătură 10 cm		120	150	180
5	Nr. total fire urzeală fond		119	120	120
6	Nr. total fire urzeală-efect		1	1	1
7	Rezistența de rupere	kgf	90	90	90
8	Alungire	%	28	14	14
9	Grosime	mm	0,3	0,3	0,22
10	Lățime	mm	20	20	20
11	Contracție 130°C	%	8	8	8
	160°C		13	13	13
12	Rezistența specifică la rupere	kgf/mm	10	15	20,45

Rezultatele experimentărilor au făcut posibilă realizarea de noi benzi poliesterice, a căror caracteristici sînt cuprinse în tabelul 7.

Din tabelul 7 rezultă modul în care s-a urmărit mărirea sarcinii de rupere şi micşorarea grosimii benzilor.

Comparînd datele din tabelul 7 (coloana 5), care reprezintă ultimul tip de bandă realizat în ţară, cu datele benzii poliesterice ASEA şi August Mohr (tab. 6), rezultă că banda poliesterică indigenă este net superioară acestora.

Datorită rezistenţei superioare la rupere, în cazul strîngerilor tehnologice, pentru acelaşi scop este necesară numai jumătate cantitate de bandă indigenă faţă de banda de tip ASEA.

Împreună cu întreprinderea Republica-Braşov s-a urmărit diversificarea sortimentului de benzi, astfel că pe lîngă banda de 20 mm s-au asimilat benzi cu lăţimi de 10 mm şi 30 mm, ulterior 15 mm şi 25 mm, satisfăcînd astfel pretenţiile tuturor beneficiarilor.

În urma experimentării făcute la IEPC în colaborare cu ICPE, banda poliesterică se utilizează în scopuri tehnologice pentru strîngerea materialelor izolante de bază şi eliminarea dispozitivelor mecanice de strîngere.

De asemenea, banda poliesterică mai poate fi utilizată ca material electroizolant în schemele de izolaţie.

Banda indigenă are o largă aplicabilitate în construcţia de maşini electrice la bobinele polare şi barele de compensaţie de la motoarele de tracţiune, de pe locomotivele diesel-electrice.

Iniţial, asimilarea în ţară a benzii poliesterice a avut ca scop reducerea unor importuri deficitare. Ulterior, s-a lărgit eficient sfera de utilizare a benzilor poliesterice, ceea ce a condus la însemnate creşteri de producţie şi la economii de costuri de producţie. În prezent efectele sînt ordonate astfel: utilizări, creşteri de producţie, reduceri de importuri şi economii de costuri.

Tabelul 8

Nr. crt.	Întreprinderea	Tipul de bandă utilizat	Produsul	Subansamblele la care se foloseşte banda	Modul de utilizare	Scopul folosirii benzilor de contracţie
1	I.E.P.C	Tip I; N. I. 58 106—73 lăţimea 20 mm	Motor tracţiune la locomotiva diesel-electrică. Maşini de înaltă tensiune	Bobine polare şi bare de compensaţie Capete frontale Izolarea legăturilor de înseriere Transformatoare de putere	Ca material tehnologic Ca material izolant	Eliminarea dispozitivelor de strîngere mecanică Înlocuirea benzilor de bumbac şi de sticlă Înlocuirea benzilor din import, tip ASEA şi August Mohr Înlocuirea benzii de hîrtie cu inserţie de bumbac din import
2	I.C.M.R.	Tip I; N.I. 58 106—73 lăţimea 20 mm	Hidrogenerator tip HVS 840/100—56 36 MW R.P.China HVS 396/215 10 81 MW CHE Mărişelu Motor asincron 3 100 kW, 3 200 kW 3 800 kW 1 200 kW. Motor sincron 3 600 kW. Turbogeneratoare 1 MW; 3 MW; 4 MW; 6 MW şi 12 MW. Motoare de c.c de 400 kW 500 kW.	Bobină stator Bobină rotor Legături echipotenţiale	Ca material tehnologic Ca material izolant	Eliminarea dispozitivelor de strîngere mecanică Înlocuirea benzilor de bumbac şi de sticlă Înlocuirea benzii Teryl T19 din import
3	I.M.G.B.	Tip I; N.I. 58 106—73 lăţimea 20 mm	Motoare de c.c de 100 kW; 1 100 kW; 1 700 kW; 1 500 kW etc. T.H.A. 330—2; U=24 kV T.H.A. 60—2; U_n= 10,5 M.I.S 1,2—4; U_n= 6 kW	Izolaţia legăturilor frontale şi a legăturilor flexibile. Izolaţia barelor de legătură şi intermediare Izolaţia barelor de bobinaj Izolaţia capetelor de bobină	Ca material izolant	Înlocuirea benzii de sticlă
4	I.T.T.	Tip I; N.I. 58 106—73 lăţimea 20 mm	Motoare de tracţiune SST 40/750; SST 38/550	Bobine polare Bobine statorice şi rotorice	Ca material izolant	Înlocuirea benzii de sticlă preimpregnată, a benzilor de bumbac, azbest şi mică
5	I.M.E.B.	Tip I; N.I. 58 106—73 lăţimea 20mm	Motoare de tramvai Demaror 15 CP	Capete de bobină rotor Bobine stator	Ca material izolant	

2.3.1. Utilizări

Benzile din fire poliesterice au o largă aplicabilitate în industria constructoare de mașini și, în special, în industria electrotehnică.

În prezent, benzile poliesterice indigene au înlocuit cu succes materialele din import și unele din materialele deficitare din țară. Rezultatele obținute prin utilizarea benzilor poliesterice indigene, au făcut ca numărul beneficiarilor să fie în continuă creștere.

În tabelul 8 sînt prezentate întreprinderile principale în care a fost utilizată inițial banda poliesterică, în 1974, cu precizarea că în anul 1975 utilizarea s-a lărgit atît în întreprinderile menționate, cît și în altele.

Producția de bandă poliesterică a crescut de la 3,640 mil. m în 1974 la 12 mil. m, în 1975 (cantitatea estimată de colectiv la începutul cercetării fiind de 15 mil. m. an).

În continuare sînt arătate cîteva figuri cu produse unde este folosită banda poliesterică (fig. 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8).

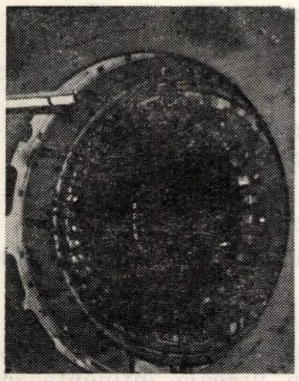


Fig. 1. Consolidarea părții frontale cu bandă poliesterică a înfășurării statorului THA 330 MW

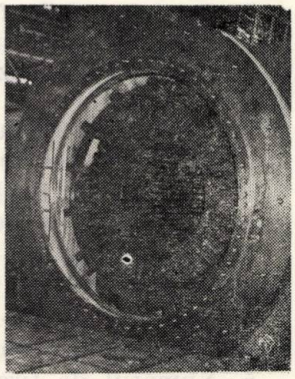


Fig. 2. Consolidarea părții frontale cu bandă poliesterică a înfășurării statorului TH 60 MW.

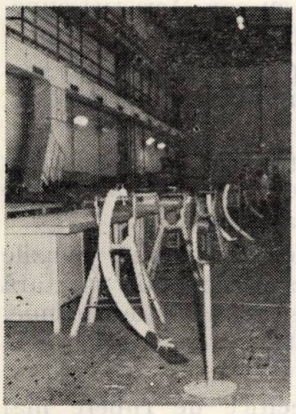


Fig. 3. Bare bobine stator la turbogeneratorul THA 330 MW, izolate și consolidate cu bandă poliesterică.

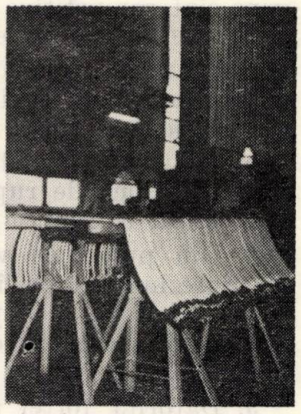


Fig. 4. Bare bobine stator la generatorul sincron de excitație TE 1,2 MW, izolate cu bandă poliesterică.

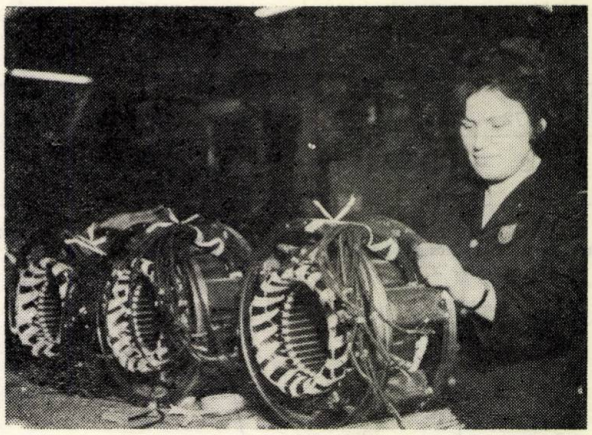


Fig 5. Consolidarea părții frontale cu benzi poliesterice a înfășurării statorice. Motor antrenare convertizor sudură 315 A la I.M.E.B.

Fig. 6. Izolarea și consolidarea cu bandă poliesterică a barelor rotorului generatorului de sudură 315 A.

Fig. 7. Bobine polare-locomotivă mină 4 t izolate și consolidate cu benzi poliesterice la I.M.E.B.

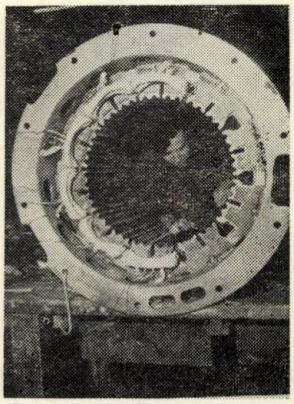


Fig. 8. Consolidarea și izolarea cu benzi poliesterice la capetele de înfășurări ale statorului pentru generatorul de 2 500 Hz, 300 kW la I.M.E.B.

2.3.2. Creșteri de producție

În tabelul 9 (grafic 1) este prezentată producția internă de 31 mil. m bandă poliesterică pe perioada 1972—1976 și creșterile anuale de producție.

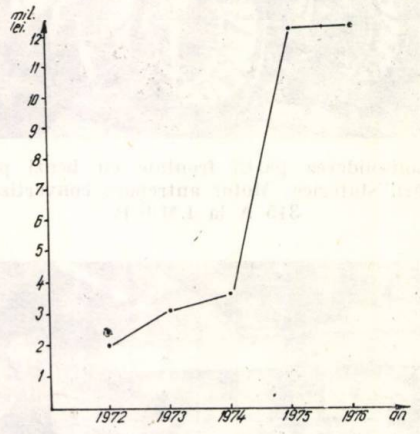
Tabelul 9

Cantitatea de bandă poliesterică realizată, mil. m

1972	1973	1974	1975	1976
2	3,013	3,640	12,2625	12,303*

* Cantitatea contractată pentru anul 1976 pînă la data de 1.XII. 1975.

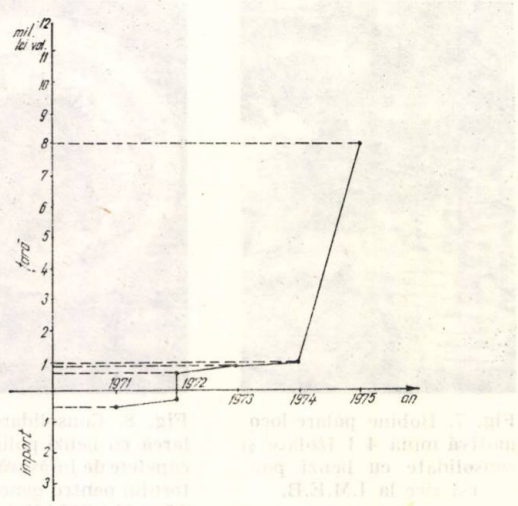
În graficul de mai jos sînt prezentate creşterile producţiei de bandă.



Grafic 1. Creşterea producţiei de bandă pe perioada 1972—1976 la întreprinderea „Republica"-Braşov.

2.3.3. Reducerea importului

Obiectivul iniţial al acestei asimilări a fost obţinerea unei reduceri de import deficitar. Acest obiectiv a fost îndeplinit astfel că prin realizarea benzilor poliesterice în ţară s-au obţinut reduceri de importuri de circa 10 mil. lei valută, eşalonate pe perioada 1972—1976, aşa cum reiese din graficul 2.

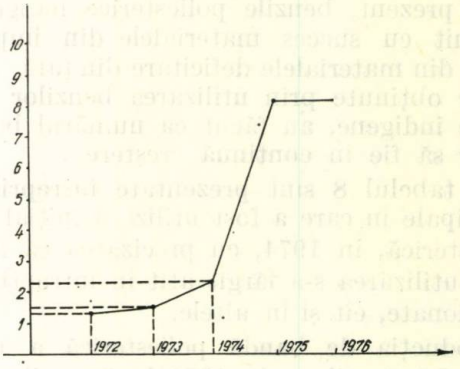


Grafic 2. Economii de lei valută prin reducerea importului.

2.3.4. Economii de producţie

Achiziţionarea de beneficiari a benzilor poliesterice indigene faţă de benzile echivalente de la firma ASEA de 0,96 lei/m a făcut posibilă obţinerea unor economii de producţie de circa 21 mil. lei, pe perioada 1972—1976.

Aceste economii sînt eşalonate pe ani în graficul 3.



Grafic 3. Economii de producţie 1972—1976.

3. Concluzii

1. Pentru electrotehnică benzile ţesute din fire poliesterice sînt mai avantajoase decît cele din fire naturale (bumbac, mătase naturală, sticlă).

2. Caracteristicile firului influenţează parametrii benzilor din fire poliesterice, astfel:

a — grosimea benzii este condiţionată de grosimea firului;

b — torsiunea firului acţionează asupra contracţiei şi a forţei de rupere a benzii;

c — contracţia firului la temperatură influenţează pe cea a benzii.

3. Numărul de fire în bătătură influenţează direct grosimea benzii.

4. Numărul de fire în bătătură nu influenţează contracţia şi sarcina de rupere a benzii.

5. Numărul de fire în urzeală influenţează direct sarcina de rupere a benzii.

6. Numărul de fire în urzeală în anumite limite nu influenţează grosimea benzii.

7. Benzile ţesute din fire poliesterice indigene sînt competitive şi cu caracteristici superioare celor procurate din import, şi anume:

a — faţă de benzile tip ASEA au forţă specifică de rupere mai mare, aceeaşi grosime, contracţie mai mică,

b — faţă de benzile tip August Mohr au forţă specifică de rupere mai mare, grosime mai mică, contracţie mai mare.

8. Din punct de vedere economic, benzile realizate în ţară, pe lîngă o economie valutară substanţială, au şi un preţ de achiziţie mai mic, ceea ce influenţează costurile de producţie la beneficiar.

9. Datorită forţei specifice de rupere mai bune, se reduce consumul specific de bandă pe produs de circa 2 ori faţă de tipul ASEA şi de 20% faţă de August Mohr.

10. Benzile se utilizează în multe produse electrotehnice la întreprinderile IEPC, IMGB, IMEB, ICMR, ITT etc.

11. La asimilarea benzilor şi-au adus contribuţia specialişti din întreprinderi industriale, ministere, institute, centrale etc.

12. Asimilarea în ţară a benzilor poliesterice a făcut ca în anul 1975 să se obţină o producţie de 12 226 000 m bandă, o economie valutară de 3 222 000 mii lei valută şi o economie de costuri de producţie de 8 mil. lei la beneficiari.

Bibliografie

[1] x x x Tissus de verre industriels. Carl-Schmebel international S.A., Battice — Belgique.
[2] x x x STAS 1205—67.
[3] x x x Benzi de contracţii din fire poliesterice indigene. Lucrările I.C.P.E. 1972, 1974.
[4] x x x Prospect, firma August Mohr.
[5] MICH — Fibre sintetice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1960.

Intrat în redacţie la 20. XII. 1975

CZ 621.3.049:681.3.04

COMANDĂ NUMERICĂ
CONVERTOR NUMERIC-ANALOGIC
TRANSFORMATOR FUNCŢIONAL

Convertoare numeric-analogice pentru comanda numerică a maşinilor-unelte cu acţionare continuă

VALENTIN MĂRĂCINESCU* — Bucureşti

În ultimii ani, în cadrul comenzii numerice a maşinilor-unelte se impune tot mai mult utilizarea acţionărilor continue, datorită avantajelor deosebite pe care le prezintă.

Acest tip de acţionare permite o prelucrare calitativ superioară a pieselor, mărirea productivităţii prin micşorarea timpilor morţi, simplificarea construcţiei maşinii prin dispariţia sistemelor de reductoare ale cutiei de viteze, precum şi simplificarea structurii sistemului de comandă convenţional.

Convertoarele N/A permit comanda avansurilor de lucru şi turaţiei arborelui principal în trepte reglabile, precum şi frînarea organelor mobile după o curbă specifică necesităţilor mecanice şi tehnologice.

Lucrarea de faţă îşi propune descrierea a două tipuri de convertoare realizate de către IPA, reprezentînd blocuri numeric-analogice funcţionale necesare comenzii numerice a maşinilor-unelte echipate cu motoare de curent continuu. Aceste convertoare N/A rezolvă două probleme principale : comanda treptelor de turaţie ale arborelui principal, impuse prin program, precum şi optimizarea procesului dinamic de frînare a meselor de lucru ale maşinii. În general, programarea turaţiilor arborelui principal se face prin intermediul unor numere de ordine [1], avantajul constînd în faptul că două decade sînt suficiente pentru acoperirea unui domeniu de lucru de la 1 la 100 000, fără a renunţa la trepte fine în domeniul valorilor minime. În acest scop se alcătuieşte un şir de numere numit R 20, reprezentînd o progresie geometrică cu raţia $\sqrt[20]{10}=1{,}12$. Multiplicarea zecimală a acestor numere duce la extinderea domeniului de lucru, fiind în concordanţă cu necesităţile impuse de tehnologie [1], [2].

Ţinînd seamă de liniaritatea sistemului de acţionare a maşinii, convertorul N/A pentru turaţii preia numărul N, al treptei programate, convertindu-l neliniar într-o tensiune, conform relaţiei :

$$U_N[\mathrm{V}]=(1{,}12)^N \cdot U_{\min}\,[\mathrm{V}], \tag{1}$$

unde : N este numărul treptei de turaţie programate ; U_N — tensiunea continuă corespunzătoare treptei N ; $U_{\min}$ — tensiunea minimă de comandă a turaţiei.

În ceea ce priveşte comportamentul dinamic al maşinii, acţionarea continuă permite decelerarea rapidă a avansului (2 ÷ 7 s) avînd, astfel, posibilitatea unor poziţionări foarte precise şi rapide atît de necesare în diferite procese tehnologice (de ex. găurirea în coordonate după program).

Pentru a evita suprareglajele şi eventualele oscilaţii periculoase pentru lanţul cinematic şi sistemul electric de acţionare, precum şi neregularităţile de prelucrare a suprafeţelor, se impune ca frînarea să se facă la cuplu constant [3], [4]. Din ecuaţia de cuplu a motorului electric de curent continuu [5] :

$$M = M_{\mathrm{rez}} + \frac{Gd^2}{375}\cdot\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}, \tag{2}$$

unde : M este cuplul axului motor ; M_{rez} — cuplul rezistent care apare în timpul prelucrărilor ; n — turaţia. Impunînd condiţia $M-M_{\mathrm{rez}}=$ const., rezultă că frînarea trebuie să se facă cu decelerare constantă :

$$\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t} = k = \text{const.} \tag{3}$$

Deoarece sistemul alcătuit din acţionare şi maşina-unealtă este liniar, prin integrarea ecuaţiei (3) rezultă că frînarea organelor mobile se va face cu viteză liniară :

$$v = k\cdot t, \tag{4}$$

unde v reprezintă viteza liniară a meselor de lucru ale maşinii.

Deoarece echipamentul de comandă numerică, prin intermediul traductoarelor de poziţie, oferă ca informaţie de lucru spaţiul, este necesară o adaptare a relaţiei de mai sus (4), astfel încît :

$$S = k\int_0^t v\ \mathrm{d}t = k\frac{t^2}{2}. \tag{5}$$

Eliminînd timpul dintre cele două ecuaţii (4) şi (5), rezultă că frînarea va avea un caracter parabolic, viteza de avans scăzînd de la valoarea maximă la zero, pe măsură ce spaţiul care trebuie parcurs (eroare de poziţie) tinde să se anuleze:

$$v = k\sqrt{S} \tag{6}$$

* Ing. *V. Mărăcinescu*, este cercetător ştiinţific în secţia de cercetare comandă numerică a I.P.A.

Pentru realizarea acestui deziderat este necesar un al doilea tip de bloc funcțional care convertește neliniar informația numerică de eroare, conform relației (6).

Avînd în vedere viteza de răspundere variabilă a diferitelor tipuri de mașini, apare necesară generarea unor familii de parabole cu vîrful în origine.

1. Convertorul N/A pentru turații

Acest bloc funcțional transformă direct informația numerică de turație n, într-un șir de tensiuni crescătoare cu rația geometrică $\varphi=1{,}12$, obținîndu-se curba din figura 1 :

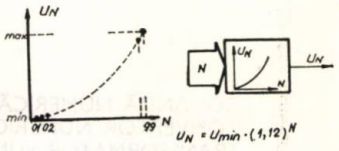


Fig. 1. Caracteristica și schema-bloc a convertorului N/A pentru turații.

Deoarece numărul zecimal N introdus prin program, corespunzînd turației alese, este :

$$N = 10\ a + b,$$

relația (1) se mai poate scrie sub forma :

$$U_N = U_{\min}[(1{,}12)^{10}]^a \cdot (1{,}12)^b. \qquad (7)$$

Conform relației (7) acest bloc funcțional a fost construit din două amplificatoare operaționale, legate în lanț și a căror amplificare este variabilă conform coeficienților a și b introduși prin program, corespunzînd decadelor de zeci și respectiv de unități.

Structura unei decade de conversie [6] este următoarea (fig. 2) :

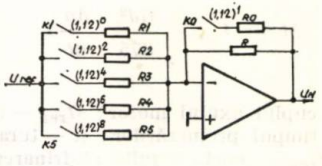


Fig. 2. Decada 10° pentru conversia N/A a turațiilor.

Comutatoarele analogice $k_1 \ldots k_5$ de la intrarea amplificatorului se închid succesiv pentru perechi de numere, astfel : k_1 pentru 0 și 1, k_2 pentru 2 și 3 ș.a.m.d.

Deoarece variația de la un număr la altul în cod binar se face prin schimbarea stării 2°, poarta analogică k_0 este comandată direct de această pondere.

Valorile rezistențelor R_0 și R pentru decada unităților se calculează astfel încît :

$$\left.\frac{R}{R \,||\, R_0}\right|_{10^\circ} = 1{,}12.$$

De asemenea, calculul valorilor rezistențelor de intrare $R_1 \ldots R_5$ se face astfel ca :

$$\left.\frac{R_i}{R_{i+1}}\right|_{10^\circ} = (1{,}12)^2.$$

Se obțin 10 factori de amplificare :

$$A_0 = \frac{R \,||\, R_0}{R},\ A_1 = \frac{R}{R_1},\ A_2 = \frac{R \,||\, R_0}{R_2},\ A_3 = \frac{R}{R_2},$$

ș.a.m.d. corespunzători valorilor șirului R 20 de numere în progresie geometrică.

Pentru decada zecilor, structura se păstrează; avînd în vedere însă faptul că la o variație de un bit, trebuie să corespundă variația a 10 biți din decada unităților. Deci, rezistențele de pe calea de reacție se vor calcula astfel încît :

$$\left.\frac{R}{R \,||\, R_0}\right|_{10^1} = 3{,}15 \cdot$$

Rezistențele de pe calea de intrare vor trebui să satisfacă relația :

$$\left.\frac{R_i}{R_{i+1}}\right| = (1{,}12)^{20} = 10.$$

Prin comandarea porților analogice ale celor două decade de conversie N/A, legate în serie, se pot obține 99 de trepte de tensiune, capabile să acopere domeniul de turație de la 0,112 rot/min la 9 000 rot/min [1].

2. Convertorul N/A pentru eroare

Pornind de la necesitățile practice descrise anterior, acest bloc funcțional trebuie să convertească analogic eroarea calculată ε, conform relației :

$$U_p = k \sqrt{\varepsilon}, \qquad (8)$$

unde :

U_p este tensiunea de comandă necesară acționării motorului de c.c ;

k — constanta parabolei.

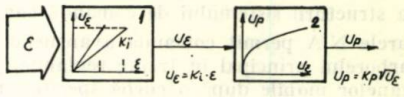


Fig. 3. Schema-bloc a convertorului N/A pentru eroare.

Schema este alcătuită după principiul clasic, efectuîndu-se întîi o conversie liniară a informației numerice ε și apoi transformatorul funcțional, dînd caracterul parabolic tensiunii [7], [8], [9].

Deoarece timpul de răspuns al mașinii-unelte depinde de dinamica sistemului mecanic, precum și de sistemul de acționare, rezultă că acest convertor trebuie să genereze o familie de parabole, reglajul optim efectuîndu-se la punerea în funcțiune pentru fiecare tip de mașină.

Convertorul N/A liniar (*1*—fig. 3) este alcătuit dintr-o rețea de rezistențe ponderate la intrarea unui amplificator operațional cu amplificare variabilă [8], (fig. 4).

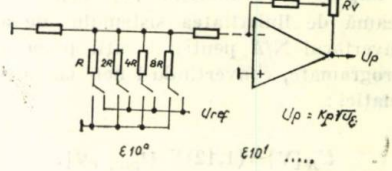


Fig. 4, Convertorul N/A liniar pentru eroare.

Blocul este alcătuit din decade de conversie corespunzătoare ponderilor zecimale, suficiente pentru a realiza frînarea mașinii la cuplu constant.

Cu ajutorul rezistențelor variabile R_v se modifică factorul de amplificare, permițînd obținerea unui fascicul de drepte

cu vîrful în origine, corespunzătoare necesităţilor tehnologice şi dinamice ale maşinii. Tensiunea astfel obţinută se introduce într-un transformator funcţional care realizează operaţia :

$$U_p = k\sqrt{\varepsilon}.$$

Acest bloc este constituit dintr-un amplificator operaţional cu reacţie neliniară comutabilă cu diode [9], (fig. 5).

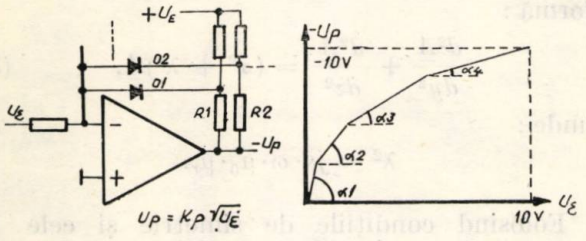


Fig. 5. Transformatorul funcţional parabolic.

Pe măsură ce tensiunea de la ieşire creşte, se deschid pe rînd diodele, micşorînd rezistenţa din reacţie R_r, datorită punerii în paralel cu ea, a rezistenţelor R_1, R_2, R_3, R_4. În acest mod se obţine un şir de amplificări scăzătoare, ce permit aproximarea curbei parabole printr-o linie frîntă.

Calcularea acestor segmente s-a făcut în aşa fel încît eroarea maximă în valoare absolută de la curba teoretică să fie sub 5 %.

Concluzii

Acţionarea continuă a maşinilor-unelte cu comandă numerică prezintă o serie de avantaje constructive, tehnologice şi economice, permiţînd o creştere substanţială a producţiei de maşini-unelte cu comandă program.

Convertoarele N/A prezentate servesc la comanda acţionării de acest tip.

Datorită necesităţilor tehnologice, mecanice şi electrice, aceste blocuri numerice au caracteristici neliniare avînd posibilitatea unor reglaje ce conduc la o optimizare a procesului de frînare pentru fiecare tip de maşină.

Caracteristic convertorului N/A pentru turaţii este faptul că transformarea informaţiei numerice se face direct fără etape de calcul intermediare. Cu o schemă foarte economică (12 comutatoare analogice) se pot obţine 99 de combinaţii, acoperind domeniul maxim de acţionare pentru orice tip de maşină-unealtă. Numărul mare de trepte de turaţii permit posibilitatea realizării de produse cu calitate tehnologică superioară în condiţiile unei productivităţi ridicate.

De asemenea, un alt avantaj constă în adaptibilitatea uşoară a convertoarelor pentru comanda decelerației constante pentru orice tip de maşină-unealtă echipată cu motoare de curent continuu şi cu posibilitatea calculului erorii de poziţionare.

Ţinînd seamă de structura convertoarelor N/A prezentate, blocurile funcţionale pot fi extinse şi folosite pentru conversii neliniare după diferite curbe necesare în domeniul calculatoarelor, telemecanicii, proceselor de automatizare.

Bibliografie

[1] STAS 9338 din 1973. Formatele frazelor benzilor perforate pentru poziţionarea şi prelucrarea rectilinie pe maşini unelte cu comandă numerică.

[2] ISO nr. 2539 din 1973.

[3] *Zimmermann, H.* Der Analogteil der Systeme NC 710 und NC 810. In : Brown Boveri Mitteilungen, nr, 8. august 1967, p. 458—463.

[4] *Tschumi J.*, Systèmes NC 710. In : Revue Brown Boveri, nr. 8, 1971. p. 345.

[5] *Gheorghiu, I.S.* Maşini electrice. Probleme. Bucureşti, Ed. tehnică 1966.

[6] DAU — Elektrische Ausrüstungen für Werkzeugmaschinen. În : Siemens Zeitschrift, nr. 1, Januar 1973.

[7] DAU— In : Siemens Zeitschrift, nr. 12, December 1971.

[8] *Hoeschele, D. Jr.* Analog to digital/digital to analog conversion techniques. New York, John Wiley & Sons, Inc. 1968. p. 116—119, p. 133—143.

[9] *Vătăşescu, A., Stere, R.* Amplificatoare şi oscilatoare. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971. p. 275—276.

Intrat în redacţie la 23.II.1976.

CZ 621.313.13:621.3.013

MOTOR ELECTRIC LINIAR
CÎMPUL MAGNETIC DIN INDUS
PERMEABILITATE MAGNETICĂ

Asupra motorului electric liniar asincron unilateral, cu indus feromagnetic

MARIUS BABESCU, PETRE ANDEA* — Timişoara

Introducere

Datorită avantajelor economice şi tehnologice pe care le prezintă, motorul liniar s-a impus în atenţia specialiştilor şi sub forma soluţiei unilaterale.

În calculul performanţelor motoarelor liniare cu indus feromagnetic, apar dificultăţi matematice serioase, din cauza fenomenului de saturaţie, precum şi a efectelor de refulare şi transversal.

Efectul de saturaţie a fierului masiv se ia în considerare, în [1—4], aproximînd curba de magnetizare cu o parabolă.

În această lucrare se face o analiză bidimensională a cîmpului din indus, ţinîndu-se seamă de variaţia permeabilităţii magnetice relative (μ_r), considerată pentru amplitudinea induc-

Ing. *Babescu M.* şi ing. *Andea P.* sînt asistenţi la Facultaea de electrotehnică a Institutului politehnic — Timişoara

ției magnetice, variabilă cu sarcina, folosindu-se în acest scop o metodă iterativă bazată pe utilizarea curbei de magnetizare reală a indusului, dată tabelar în memoria calculatorului.

Rezultatele teoretice sînt comparate cu cele experimentale, folosind în acest scop un motor liniar de 40 kW, executat la Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

1. Analiza teoretică

Calculele se fac pe baza următoarelor ipoteze:

— toate mărimile variază sinusoidal în timp și în direcția de mișcare (deci, efectul longitudinal se neglijează);

— numărul echivalent de poli pentru care pătura de curent este pur alunecătoare, se consideră $2p$ (nr. real de poli: $2p + 1$);

— nu se ține seamă de ciclul de histereză;

— mașina este simetrică în raport cu planul XOZ (fig. 1).

2.1. Ecuațiile cîmpului. Ecuațiile lui Maxwell scrise în complex pentru indus sînt:

$$\text{rot } \underline{H} = \underline{J}, \tag{1}$$

$$\text{rot } \underline{E} = -\frac{\partial \underline{B}}{\partial t}, \tag{2}$$

care, folosind potențialul magnetic vector conduc la:

$$\frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial z^2} = \frac{\partial \underline{A}}{\partial t} \mu \cdot \sigma, \tag{3}$$

unde:

A este potențialul magnetic vector;

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ — permeabilitatea magnetică a materialului feromagnetic al indusului;

σ — conductibilitatea electrică a indusului $\left(\sigma = \frac{1}{\rho}\right)$.

Sistemul de coordonare e fix față de indus (fig. 1), viteza indusului avînd sensul din figură.

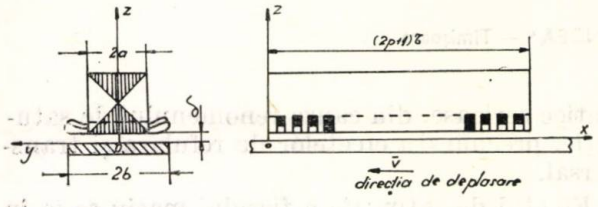


Fig. 1. Sistemul de coordonate.

În conformitate cu ipotezele admise, potențialul magnetic vector A, se poate scrie sub forma:

$$\underline{A} = A_m e^{j(s \cdot \omega \cdot t + \alpha \cdot X)}, \tag{4}$$

unde:

A_m este cste amplitudinea;

$\alpha = \pi/\tau$ — pasul polar al mașinii;

s — alunecarea;

ω — pulsația solenației inductoare ($\omega = 2\pi f$).

Ecuația (3) pe baza relației (4), ia următoarea formă:

$$\frac{d^2 \underline{A}}{dy^2} + \frac{d^2 \underline{A}}{dz^2} = (\alpha^2 + \lambda^2)\underline{A}, \tag{5}$$

unde:

$$\lambda^2 = js \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \mu_r.$$

Folosind condițiile de simetrie și cele la limită, pe baza relațiilor stabilite în [4], soluțiile ecuației (5) sînt următoarele:

$$\underline{A}_x = -j \cdot \underline{J}_{sm} \cdot m \; e^{\lambda z} \cdot \frac{\text{sh}\beta y}{\text{sh}\beta a} + (e^{\alpha z} - e^{\lambda z}) \; e^{j(\alpha x + s \cdot \omega \cdot t)} \tag{6}$$

$$\underline{A}_y = \underline{J}_{sm} \cdot m \; e^{\lambda z} \left(-\frac{\alpha}{\beta} \frac{\text{ch}\beta y}{\text{sh}\beta a} + k \right) e^{j(\alpha x + s \cdot \omega \cdot t)}, \tag{7}$$

$$\underline{A}_z = \underline{J}_{sm} \cdot m \; (e^{\lambda z} - e^{\alpha z}) \frac{\text{sh}\lambda y}{\text{sh}\lambda a} \; e^{j(\alpha x + s \cdot \omega \cdot t)}, \tag{8}$$

unde:

$$\underline{\beta} = \sqrt{\left(\alpha^2 + \frac{\lambda}{\mu_r \delta} \right)};$$

$$\underline{K} = \cot h \, \underline{\lambda} \, a + \frac{\alpha}{\underline{\beta}} \cot h \; \underline{\beta} \; a;$$

$$\underline{m} = \frac{\mu_0}{2\delta \cdot \underline{\beta}^2 \cdot \underline{K}};$$

$\underline{J}_{sm} = \dfrac{2\sqrt{2} \cdot m_1 (K_B \cdot N) I_1}{2p \cdot \tau}$ (pătura de curent indicatoare), unde:

K_B este factorul de înfășurare;

m_1 — numărul de faze;

N — numărul de spire pe fază;

I_1 — valoarea efectivă a curentului din primar;

δ — întrefierul mașinii;

$2a$ — lățimea inductorului

Potențialul magnetic vector fiind determinat, rezultă inducția magnetică ($\underline{B} = \text{rot } \underline{A}$), ajungîndu-se, în final, la expresiile:

$$\underline{B}x = \underline{J}_{sm} \cdot m \cdot \lambda \left[e^{\lambda z} \left(K - \frac{\alpha}{\beta} \frac{\text{ch}\beta y}{\text{sh}\beta a} \right) + (e^{\alpha z} - e^{\lambda z}) \frac{\text{ch}\lambda y}{\text{sh}\lambda a} \cdot e^{j(\alpha \cdot x + s \cdot \omega \cdot t)} \right], \tag{9}$$

$$\underline{B}_y = j\,\underline{J}_{sm}\cdot m\cdot \underline{\lambda}\cdot e^{\underline{\lambda} z}\left(\frac{\mathrm{sh}\underline{\beta} y}{\mathrm{sh}\underline{\beta} a}-\frac{\mathrm{sh}\underline{\lambda} y}{\mathrm{sh}\underline{\lambda} a}\right)\cdot e^{j(\alpha x+s\cdot\omega\cdot)}, \tag{10}$$

$$\underline{B}_z = -j\,\underline{J}_{sm}\cdot m\cdot\alpha\cdot\left\{e^{\underline{\lambda} z}\cdot\left[\underline{K}+\left(\frac{\underline{\beta}}{\alpha}-\frac{\alpha}{\underline{\beta}}\right)\cdot\frac{ch\underline{\beta} y}{\mathrm{sh}\underline{\beta} a}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{\underline{\lambda}}{\alpha}(e^{\alpha z}-e^{\underline{\lambda} z})\cdot\frac{\mathrm{ch}\underline{\lambda} y}{\mathrm{sh}\underline{\lambda} a}\,e^{j(\alpha x+s.\omega.t)}\right.\right. \tag{11}$$

2.2. Parametrii indusului. Impedanţa indusului feromagnetic se calculează folosind relaţia:

$$\underline{Z}_{2(s)} = \frac{\underline{U}_e^2\cdot m_1}{\underline{S}^x}, \tag{12}$$

unde:

$\underline{S}^x$ este conjugata puterii aparente, scrisă în complex;

U_e — tensiunea indusă.

Tensiunea indusă în secundar se calculează din:

$U_e = -\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$, fluxul polar Φ calculîndu-se pe baza ecuaţiilor (9 — 11) prin integrare.

Se obţine expresia:

$$U_e = 2\sqrt{2}\cdot a(K_B\cdot N)\left(\omega\cdot\mu_0\cdot\mu_r\frac{\rho}{S}\right)^{1/2}\left(\frac{H_0}{\alpha\cdot a}+A_1\cdot\sqrt{H_0}\right), \tag{13}$$

unde:

H_0 este intensitatea cîmpului magnetic la suprafaţa indusului calculat cu:

$$H_0 = \frac{|\underline{J}_{sm}|\cdot|\underline{m}|}{\mu}\cdot|\underline{\lambda}|, \tag{14}$$

$$A_1 = \frac{\frac{4}{3\pi}\left(1-\frac{\alpha}{2p_0^2\cdot a}+\frac{\alpha}{\beta_0}\coth\beta_0\cdot a\right)\cdot\sqrt{10\,H_0}}{\sqrt{1+\frac{\alpha}{\beta_0}\coth\beta_0\cdot a}}. \tag{15}$$

$\beta_0 = \mathrm{Real}\ \underline{\beta}$.

Puterea aparentă, S, se calculează prin integrarea vectorului lui Poynting pe suprafaţa indusului, găsindu-se pentru conjugata ei expresia:

$$S^* = 2\frac{p\cdot a\cdot\tau}{s}\cdot\sqrt{\omega\cdot\mu\cdot\rho}\,\sqrt{H_0}(A_2H_0e^{j\pi/6}+$$

$$+A_3H_0^{3/2}e^{j\pi/4})\cdot Q, \tag{16}$$

unde:

$$A_2 = \frac{4}{3\pi}\sqrt{10\,H\left(1+\frac{\alpha}{\beta_0}\coth\beta_0 a\right)}\cdot$$

$$\cdot\left[1-\frac{3\cdot\alpha}{\beta_0^2(2a)}+\frac{\alpha}{\beta_0}\coth\beta_0\cdot a\right], \tag{17}$$

$$A_3 = \frac{1}{2}(1-\coth^2\beta_0\cdot a)+\frac{1}{\beta_0\cdot 2a}\cdot\coth\beta_0 a+\frac{1}{\alpha\cdot a}, \tag{18}$$

$$Q = \frac{(K_1\underline{\beta}^2\cdot b-\alpha)\alpha}{\underline{\beta}^2-\alpha^2+K_1\alpha\cdot\underline{\beta}^2\cdot b}. \tag{19}$$

Parametrii ansamblului indus-întrefier, se determină folosind o schemă echivalentă serie dată în figura 2:

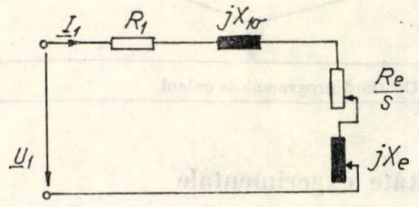


Fig. 2. Schema echivalentă serie.

$$Z_e = \frac{R_e}{S}+JX_e.$$

În final, se ajunge la expresia:

$$Z_e = 4\sqrt{3}\cdot\mu_0\cdot\omega\cdot\tau\cdot m_1(K_B\cdot N)\cdot^2\cdot a\cdot\sqrt{\mu_r\cdot\rho}\left(\frac{\sqrt{H_0}}{\alpha\cdot a}+\right.$$

$$\left.+A_1\right)\Big/\left(Q-j\pi^2\cdot p\cdot\delta\sqrt{\rho\mu_r}\cdot\left(\frac{\sqrt{H_0}}{\alpha\cdot a}+A_1\right)^2\right), \tag{20}$$

$$p\cdot\tau^2\cdot\sqrt{\mu_0\cdot\omega\cdot s}\,(A_2\cdot\sqrt{H_0}e^{-j\pi/6}+A_3H_0e^{-j\pi/4})$$

Factorul $Q = \frac{(K_1\cdot\beta^2 b-\alpha)\alpha}{\beta^2-\alpha^2+K_1\alpha\cdot\beta^2\cdot b}$ este determinat de efectul transversal, fiind egal cu unitatea la o lăţime a indusului infinită ($b\to\infty$).

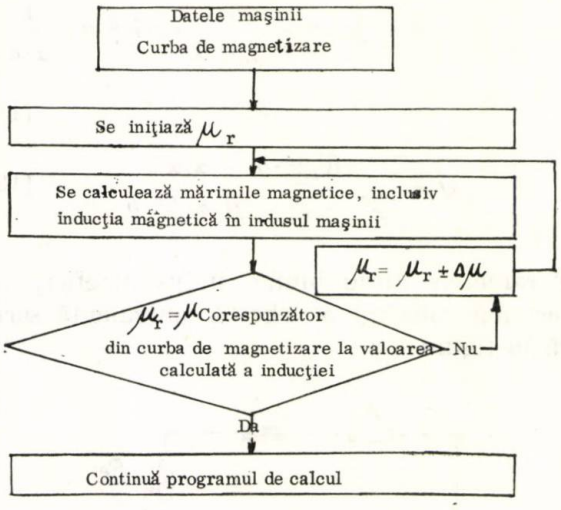
2.3. Calculul forţelor. Forţa de propulsie se poate calcula folosind relaţia cunoscută de la maşina asincronă:

$$F\cdot V_s = 3\frac{R_e}{s}\cdot I_1^2, \tag{21}$$

în care:

$$V_s = 2\cdot\tau\cdot f.$$

Calculele s-au efectuat cu ajutorul unui ordinator, permeabilitatea magnetică echivalentă μ_r aflindu-se în urma unui proces iterativ, dat mai jos:



2. Rezultate experimentale

S-a calculat teoretic și s-a verificat experimental caracteristica $F = f(I_1)$ pe un motor liniar cu indus feromagnetic, cu următoarele date:

$$\tau = 0{,}078 \text{ m},$$

$$2a = 0{,}185 \text{ m},$$

$$p = 9,$$

$$2b = 0{,}240 \text{ m},$$

$$\delta = 0{,}00415 \text{ m},$$

$$(K_B \cdot N_1) = 102 \text{ spire},$$

$$\sigma_{Fe} = 0 \cdot 33 \cdot 10^{-6} \text{ m}.$$

Încercările s-au efectuat în regim de scurt-circuit ($s = 1$), caracteristica forței de propulsie fiind dată în figura 4.

Se observă o bună concordanță între rezultatele experimentale și cele teoretice, în domeniul $0 \div 80$ A, valoarea superioară fiind cea de regim continuu de funcționare. Diferențele dintre rezultatele teoretice și cele experimentale se datorează armonicilor superioare ale solenației, care influențează adîncimea de pătrundere în materialul feromagnetic masiv al indusului, determinînd astfel o saturație reală mai mare.

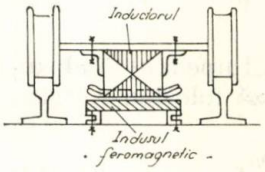


Fig. 3. Motor liniar experimental.

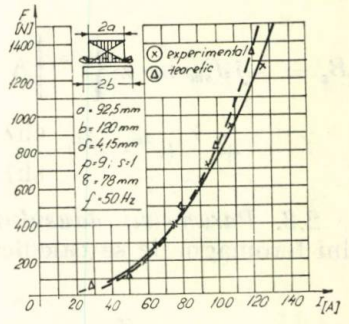


Fig. 4. Caracteristica forței de propulsie, funcție de curentul primar.

3. Concluzii

În lucrarea de față se prezintă un model de calcul privind evaluarea performanțelor unei mașini liniare cu indus feromagnetic. Metoda are la bază curba de magnetizare reală a indusului, introdusă inițial în calculator.

Pe un model experimental s-a verificat teoria expusă, între rezultatele teoretice și cele experimentale existînd o concordanță satisfăcătoare.

Bibliografie

[1] *Boldea, I., Babescu, M., Biriescu, M.* Asupra efectului de refulare și transversal la motoarele liniare unilaterale cu indus feromagnetic. În: Bul. șt. și tehnic al I.P.T. Seria Electrotehnică, tom **18** (32), fasc. 1, 1973, p. 59—70.

[2] *Wood, A. I., Concordia, C.* An analysis of solid rotor machines. În: Trans. I.E.E., april 1960, p. 721—733.

[3] *Yee, M.* Saturation and finite langth effects in solid rotor induction machines. In: Proc. I.E.E., vol. **119**, nr. 7, 1972, p. 877—882.

[4] *Chalmars, B., Woolley, I.* General theory of solid rotor induction machines. În: Proc. I.E.E. **118**, nr. 9, 1972, p. 1301—1308.

Intrat în redacție la 13. III. 1975

CZ 621.315.61:621.376.6

IZOLATOR
CUVA ELECTROLITICĂ
MODELARE
ELEMENT FINIT
CÎMP ELECTRIC
CALCULATOR
PROGRAME

Aspecte privind realizarea unui izolator pentru sisteme coaxiale de înaltă tensiune

CRISTIAN TRAIAN BÂRCĂ, VALER GIURGIU, MIRCEA SLĂNINĂ, ERMANDO DELLA-GIACOMO, MIRCEA OLARU * — București

Dezvoltarea sistemului de transport și distribuție a energiei electrice a impus, în ultimul timp, constructorilor de aparate electrice sarcina reducerii gabaritului echipamentelor. Această reducere se bazează, în principal, pe utilizarea unor noi materiale electroizolante și realizarea unor noi forme constructive pentru aparate.

Sistemul electrozilor coaxiali permite reduceri importante ale distanțelor de izolare, putînd fi utilizate lichide și gaze cu performanțe superioare. Acest sistem este întîlnit la multe tipuri de aparate, la cablurile electrice, precum și la barele colectoare unde ecranul exterior este o carcasă, de obicei, etanșă, pusă la potențialul pămîntului cu rol de protecție și de reducere a solicitărilor electrodinamice.

Realizarea constructivă presupune dificultăți datorate izolatoarelor suport ale electrodului central care trebuie să perturbeze cît mai puțin distribuția cîmpului electric. Aspecte legate de această condiție sînt prezentate, în cele ce urmează, pe baza experienței acumulate la ICPE-București. Izolatorul trebuie să satisfacă această condiție, în primul rînd, dar ea nu este unică, ci completată de cerințe din punct de vedere mecanic și considerente economice.

1. Condiții necesare pentru izolatoarele suport

Pe lîngă gazul folosit ca mediu izolant, sistemele coaxiale de înaltă tensiune au nevoie de materiale izolante solide cu rolul de a susține conductorii aflați sub tensiune. De obicei, rigiditatea lor depășește cu mult pe cea a gazelor fiind critic stratul limită dintre materialul solid și gaz, a cărui rigiditate poate atinge, în cel mai bun caz, pe cea a gazului.

Pentru izolatorul de sprijin se pot alege forme foarte diferite: con, disc, lentilă, cilindri etc., alegere determinată de construcția ansamblului, dar indiferent de forma aleasă, trebuie îndeplinite anumite condiții, dintre care:

— realizarea unui cîmp cît mai uniform de-a lungul suprafețelor;

— lipsa descărcărilor parțiale în interior, deci, lipsa golurilor;

— lipsa descărcărilor parțiale în zona de îmbinare cu armăturile;

— la cantități prescrise ale umidității gazului să nu conturneze.

Din cercetări a rezultat că cea mai bună formă de izolator este cea la care solicitarea electrică este constantă pe toată suprafața.

Pentru micșorarea cîmpului în zona centrală se lărgește izolatorul și se folosesc armături metalice.

Criteriile preliminare de dimensionare sînt aplicate întîi pe modele care permit importante economii de timp și material. Aceste modele sînt fizice sau matematice realizate pe baza studiului cîmpului electric.

2. Stabilirea dimensiunilor sistemului de electrozi coaxiali cu gaz sub presiune

Sistemul de electrozi coaxiali constituie locul de montare a izolatorului suport; alegerea unor dimensiuni este condiționată de următoarele:

— obținerea unui gabarit mic;
— economii de materiale pentru carcasă;
— presiune cît mai mică a gazului;
— asigurarea unui nivel de izolație corespunzător și în cazul scăpărilor mari de gaz.

Caracterul contradictoriu al acestor cerințe impune căutarea unei soluții de compromis, prin alegerea unor parametri și calcularea celorlalți.

Intensitatea maximă a cîmpului electric E_m este dată de relația:

$$E_m = \frac{U}{r \ln \frac{R}{r}}, \qquad (1)$$

unde: r este raza electrodului interior; R — raza celui exterior; iar U este diferența de potențial aplicată.

* Ing. C. T. Bârcă, ing. V. Giurgiu, ing. M. Slănină, mat. E. Della-Giacomo și mat. M. Olaru, lucrează în cadrul I.C.P.E. — București

Coeficientul de utilizare φ care tinde către 1, în cazul ideal, se acceptă ca fiind bun la valori în jurul lui 0,5. Coeficientul φ este raportul dintre E_m şi valoarea medie a cîmpului între electrozi. Condiţia este satisfăcută la electrozii coaxiali dacă raportul $R/r = e$ (baza logaritmilor naturali). Relaţia (1) indică faptul că şi solicitarea dielectrică minimă se obţine cînd $R/r = e$.

Stabilirea unei relaţii între E_{0m} (gradientul cîmpului la apariţia descărcărilor iniţiale) şi presiune se face empiric, obţinînd pentru tensiunea aplicabilă între electrozi relaţii de tipul :

$$U = (R-r).E_{0m}(pr).\varphi\left(\frac{R}{r}\right). \qquad (2)$$

Stabilind o relaţie $R = f(r)$ pentru diverse valori U/E_{0m} = constant, se pot alege presiunea de lucru şi dimensiunile electrozilor în funcţie de plaja admisibilă pentru acestea şi de valoarea tensiunilor de încercare normalizate.

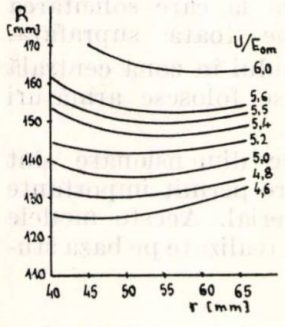


Fig. 1. Diagramele $R=f(r)$ la U/Eom = ct.

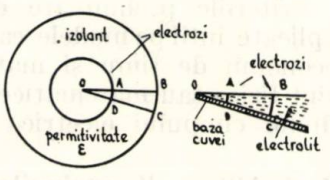


Fig. 2. Modelarea unui sistem de electrozi coaxiali cu un singur dielectric :
a — cazul real ; b — modelul în cuva electrolitică.

În continuare, se poate determina coeficientul de siguranţă a izolaţiei în cazul scăderii presiunii şi astfel se pot fixa limitele funcţionale.

3. Utilizarea cuvei electrolitice pentru dimensionarea izolatoarelor funcţionînd în sistemele coaxiale de înaltă tensiune

Utilizarea cuvei electrolitice pentru determinarea distribuţiei cîmpului electric dintre doi electrozi separaţi de un dielectric cu permitivitate ε se bazează pe similitudinea dintre cîmpul electrostatic şi electrocinetic [1].

De asemenea, se are în vedere faptul că în ambele cazuri cîmpurile sînt laplaciene, urmărindu-se determinarea distribuţiei liniilor echipotenţiale ortogonale pe liniile de cîmp.

În cazul unui cîmp tridimensional limitat de doi electrozi cilindrici coaxiali se poate face modelarea ţinînd cont că într-o secţiune transversală (fig. 2a) liniile echipotenţiale vor fi cercuri concentrice cu electrozii, iar liniile cîmpului electric vor fi radiale.

În sectorul OBC (fig. 2 b) secţionat din cilindru, cîmpul electric va fi identic cu cel din restul secţiunii. Considerînd că α este unghiul sectorului, distribuţia cîmpului electric este identică cu cea a curentului de conducţie dintre doi electrozi similari geometric, AD şi BC plasaţi într-o cuvă electrolitică făcută din material izolant şi a cărei bază este înclinată faţă de nivelul lichidului cu acelaşi unghi.

Alegînd unghiul $\alpha<10°$, rezultă $\alpha \approx \operatorname{tg}\alpha$ şi, deci, AD şi BC se pot considera linii drepte.

Unghiul mic care se impune, reprezintă dificultatea realizării modelului fizic. În ICPE modelul se realizează în fază preliminară din material de mulaj.

În cazurile mai complicate, în care între electrozi se găsesc, în serie, dielectrici cu permitivităţi diferite (fig. 3a), unghiul de înclinare a bazei cuvei, corespunzător fiecărui dielectric va fi proporţional cu permitivitatea acestuia (fig. 3b), adică, $\varepsilon_1/\varepsilon_2, = \alpha_1/\alpha_2$. Cu ajutorul cuvei electrolitice existente la ICPE, s-au făcut experimentări pentru studiul izolatoarelor de susţinere a electrozilor cilindrici coaxiali. Plecînd de la datele existente în literatura de specialitate, s-au studiat mai multe forme de izolator şi armături de susţinere,

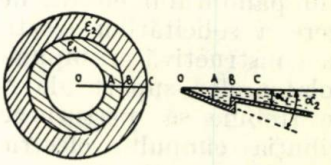


Fig. 3. Modelarea unui sistem de electrozi coaxiali ce conţine doi dielectrici în serie :
a — cazul real ; b — modelul în cuva electrolitică.

căutîndu-se obţinerea unor forme care să asigure o repartiţie cît mai uniformă a liniilor echipotenţiale de-a lungul suprafeţelor izolatorului.

Figura 4 reprezintă spectrul liniilor echipotenţiale în cazul unui izolator din material cu $\varepsilon = 3{,}5$ aflat în aer.

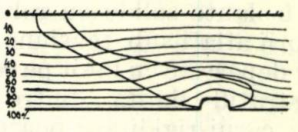


Fig. 4. Spectrul liniilor echipotenţiale în cazul izolatorului tip *B*.

Repartiţia potenţialului pe cele două suprafeţe este redată în figura 5, în care se face referinţă la lungimea totală a conturului feţei interioare sau exterioare.

Se poate vedea că varianta aleasă asigură, pe faţa interioară, o repartiţie aproape uniformă a potenţialelor, în timp ce, la exterior, apare,

în zona vîrfului izolatorului, o distribuţie neuniformă, dar fără ca aceasta să pericliteze nivelul izolaţiei.

Evident, metoda nu este absolută, fiind afectată de imprecizia execuţiei modelului în primul

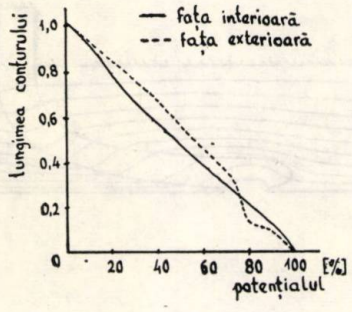


Fig. 5. Repartiţia potenţialului pe feţele izolatorului tip *E*•

rînd şi imperfecţiunea măsurătorilor. Optimizarea distribuţiei cîmpului este o etapă la care se ajunge după confruntarea rezultatelor cu alte metode de modelare [2].

4. Calculul numeric al distribuţiei cîmpului folosind metoda elementului finit

Determinarea distribuţiei potenţialului, în cazul trecerilor coaxiale sus-menţionate, fiind o problemă laplaciană şi bidimensională în coordonate cilindrice, a fost abordată numeric în maniera prezentată într-o lucrare anterioară [3]. Dată fiind configuraţia sistemului de calcul al ICPE, precum şi specificul temei, s-a procedat la o rezolvare complexă a problemei, elaborîndu-se o schemă de prelucrare specială (fig. 6). În cazul în care deciziile umane prevăzute în schema de prelucrare permit funcţionarea sa completă, rezultă schema de sistem prezentată în figura 7. Se păstrează aici funcţiunile principale ale schemei de sistem din [3], pachetul de programe fiind însă radical transformat.

Programul cel mai important, notat aici cu P_3, calculează valorile potenţialului într-un număr de puncte, noduri, ale domeniului, pe baza metodei elementului finit de formă triunghiulară. Cum interfeţele de material sau frontierele în electrotehnică sînt adesea suficient de contorsionate, am continuat să folosim o triangularizare fină, cu polinoame de gradul întîi pentru aproximarea variaţiei potenţialului pe element. Pentru a evita pachetele de date de intrare relativ mari şi conţinînd uneori erori, s-au realizat şi testat subprograme de divizare automată a unor părţi din domeniu. În felul acesta, datele de intrare cuprind doar potenţialele impuse, descrierea triunghiurilor deja individualizate şi descrierea părţilor din domeniu ce urmează a fi divizate prin program. Odată cu citirea datelor şi divizarea automată are loc şi numerotarea elementelor reţelei, programul P_1 încheindu-şi misiunea prin înregistrarea descrierii complete a reţelei şi a potenţialelor impuse în fişierul pe disc F_1.

Programul P_2, pe baza datelor din fişier desenează la graph-plotter reţeaua. Această idee de verificare a triangularizării nu comportă calcule şi s-a dovedit pînă la urmă cea mai convenabilă pentru utilizator, legăturile sau coordonatele greşite fiind sesizabile rapid şi complet cu ochiul liber.

Versiunea corectă a fişierului F_1 cuprinde datele de intrare pe baza cărora programul P_3 calculează potenţialele. Pe măsura funcţionării sale potenţialele calculate ale nodurilor sînt înregistrate în fişierul pe disc F_2. La cerere (de regulă, numai în perioada de testare) se reproduc potenţialele la imprimantă. Astfel, se poate verifica dacă la introducerea potenţialelor impuse nu s-au strecurat erori.

Fişierele F_1 şi F_2 conţin, împreună, datele de intrare pentru funcţionarea programului P_4 de selectare şi trasare a liniilor echipotenţiale. S-a elaborat în acest scop un algoritm superior pentru selectare, specific metodei elementului finit triunghiular. Traseul unei anumite echipotenţiale este urmărit din aproape în aproape în triunghiurile care au laturi comune.

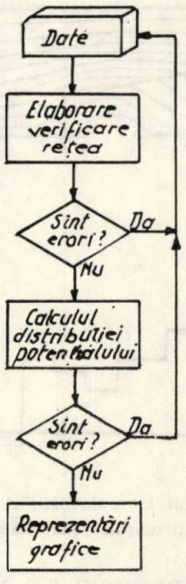


Fig. 6. Schema de prelucrare.

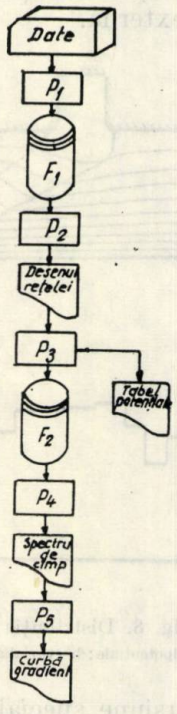


Fig. 7. Schema de sistem.

Se pot urmări şi trasa astfel chiar şi liniile echipotenţiale care prezintă inflexiuni sau sînt închise în domeniu.

Deşi avantajele reprezentării grafice a distribuţiei potenţialului sînt evidente, schema de

sistem a fost completată cu un program (P_5) care, pe baza fişierului F_2 calculează şi apoi reprezintă grafic distribuţia intensităţii cîmpului electric de-a lungul unei suprafeţe (linii) unde această distribuţie prezintă cel mai mare interes tehnic. (Nodurile care precizează acest parcurs sînt date iniţial.) Un asemenea grafic prezintă, în cea mai sintetică formă, gradul de solicitare a izolatorului la suprafaţă.

În cadrul acţiunii de optimizare a formei izolatorului suport, în scopul uniformizării distribuţiei tensiunii pe suprafaţa lui, s-au efectuat calcule pentru trei forme de izolator, pe care le vom numi în continuare izolatoarele A, B, C, profilul lor apărînd în figurile 8, 4, 9.

Odată cu studierea acestor forme de izolator s-au efectuat şi cercetările de perfecţionare a pachetului de programe.

La studiul izolatorului A programul P_3 a avut algoritmul descris în [3], calculînd potenţialul în circa 140 noduri.

În continuare s-au realizat şi testat programe care, păstrînd în linii mari algoritmul menţionat, prezintă o particularitate remarcabilă: rezolvarea sistemului final se face prin procedee iterative. Principalul avantaj al acestei modificări este memoria mai mică ocupată de program, ceea ce permite lucrul cu mult mai multe noduri în reţea, fără a se recurge la memorie externă.

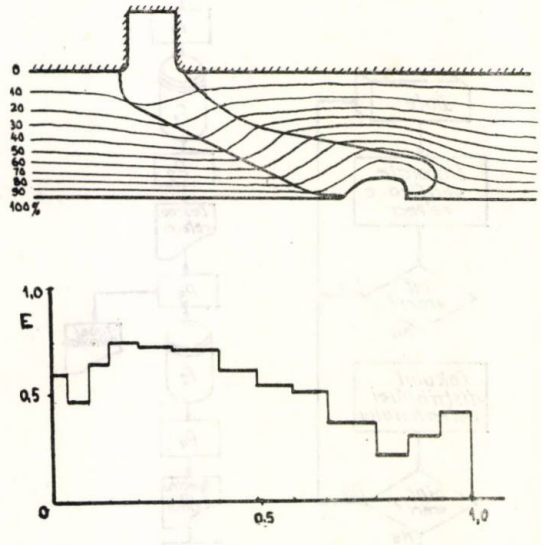


Fig. 8. Distribuţia cîmpului la izolatorul A:
a – liniile echipotenţiale; b – variaţia intensităţii cîmpului pe suprafaţa interioară.

O versiune specială de program s-a realizat prin particularizarea metodei elementului finit la triunghiuri dreptunghice. Relaţiile de calcul al coeficienţilor sistemului final se simplifică considerabil, viteza de calcul creşte simţitor, programul ocupă mai puţină memorie. Prin limitarea numărului de legături în jurul unui nod, algoritmul realizează cu uşurinţă compactarea matricei finale; numărul de noduri ce se ia în consideraţie poate creşte simţitor. Fiind un interesant hibrid între metoda elementului finit şi metoda diferenţelor finite, ca tehnică de programare, acest ultim algoritm va fi reluat într-o lucrare distinctă.

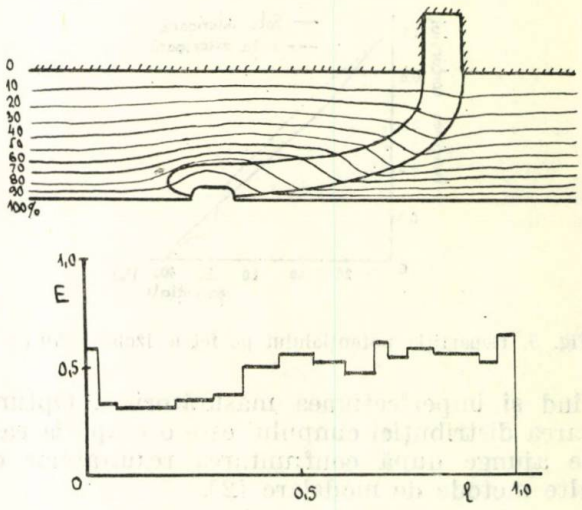


Fig. 9. Distribuţia cîmpului la izolatorul C:
a – liniile echipotenţiale; b – variaţia intensităţii cîmpului pe suprafaţa interioară.

Pentru compararea funcţionării algoritmilor menţionaţi, izolatorul A a fost reluat cu programele iterative, rezultînd un spectru de echipotenţiale identic cu cel din figura 8.

Cîmpul izolatorului B a fost calculat cu programul iterativ în circa 800 noduri într-un timp sensibil mai mic, pentru o precizie similară. Spectrul său a fost cu totul asemănător celui obţinut prin modelare în cuva electrolitică (fig. 4), iar variaţia intensităţii cîmpului între limite cu numai 15% mai strînse faţă de izolatorul A, alura fiind aceeaşi.

Prin rezolvarea numerică a cîmpului acestui izolator s-a căutat şi s-a obţinut confirmarea prin modelul fizic a modelului matematic adecvat pentru calcul.

Analiza curbelor de distribuţie a cîmpului de-a lungul suprafeţei interioare a izolatorului a evidenţiat mari rezerve în cazul izolatoarelor A şi B. De aceea s-a proiectat izolatorul de forma C. Cîmpul său a fost calculat cu aceleaşi programe iterative în circa 600 de noduri şi 100 de iteraţii.

Pentru trecerile coaxiale lungi această formă este foarte aproape de forma ideală. Variaţia intensităţii cîmpului său pe suprafaţa interioară are loc între limite mai strînse (+27%, −33% faţă de intensitatea medie), prezentînd valori mai mici la partea centrală unde pericolul descărcărilor superficiale şi al contaminării suprafeţei este mai mare.

5. Concluzii

Satisfacerea condiţiilor de solicitare electrică a unui izolator presupune o muncă complexă de modelare fizicomatematică.

Cercetările au avut la bază modelarea fizică în cuvă electrolitică şi modelarea prin metoda elementului finit pe calculator, a distribuţiei liniilor echipotenţiale la diverse variante de izolatori.

Premieră pe plan naţional, aplicarea metodei elementului finit a presupus un continuu proces de perfecţionare, simplificare şi creştere a gradului de precizie încununat cu bune rezultate.

Se remarcă posibilitatea obţinerii gradientului pe suprafaţă ca o cheie de control pentru soluţie.

În general, se remarcă buna concordanţă între cele două metode, fapt care permite în continuare lucrul cu una singură, aleasă pe alte considerente (grad de dificultate, rapiditate economicitate etc.).

Trebuie menţionat că soluţia propusă a fost verificată şi din punct de vedere al solicitării mecanice prin metoda fotoelasticităţii, alegîndu-se, în final, soluţia de compromis.

Verificarea prin încercări la tensiune a evidenţiat buna comportare a izolatorului realizat.

Bibliografie

[1] *Malavard, L.* La méthode d'analogie rhéoélectrique, ses possibilités et ses tendances. In: L'Onde électrique, **36**, nr. 353–354, 1956, p. 762–769.

[2] *Vitkovitch, D.* Field analysis; experimental and computational methods. London, Van Nostrand, 1966.

[3] *Costache, Gh., Slanină, M., Della-Giacomo, E.* The finite element method used to some axy — symmetrical insulation problems. In: Revue roumaine des sciences techniques, serié Electrotechnique et Enérgetique, tome **20**, nr. 4, 1975, p. 475.

Intrat în redacţie la 18.XI.1975

CZ 621.3.044

MAGNETOHIDRODINAMICĂ
INDUCTOARE CU CÎMP PROGRESIV
VITEZĂ VARIABILĂ

Curgerea fluidelor conducătoare în cîmpul magnetic progresiv dintre două plane paralele

VIRGIL FIREŢEANU* — Bucureşti

Introducere

Maşinile de inducţie cu cîmp magnetic progresiv au aplicaţii în domeniul pompelor electromagnetice pentru metale fluide. Procedeul pompării electromagnetice a mediilor fluide electroconductoare se utilizează deja în industria metalurgică, în turnătoriile de mare capacitate [1], în domeniul transferului termic prin intermediul metalelor, din reactoarele nucleare energetice [2, 3, 4] şi într-o serie de alte aplicaţii speciale care presupun deplasarea unor medii fluide conductoare, metale, săruri topite, electroliţi.

Deşi principiul de funcţionare este acelaşi cu al motorului liniar de inducţie, al cărui indus este un mediu solid, în cazul pompei electromagnetice distribuţia de viteze pe grosimea canalului nu este constantă. În absenţa cîmpului magnetic curgerea se supune legilor hidrodinamicii, ea poate fi laminară sau turbulentă în funcţie de grosimea canalului şi viscozitatea fluidului. Prin intermediul acţiunilor ponderomotoare ce se dezvoltă în mediul fluid, cîmpul electromagnetic influenţează, de asemenea, distribuţia de viteze, care devine funcţie şi de mărimea cîmpului magnetic şi rezistivitatea fluidului — indus. Prin urmare o soluţionare corectă a problemei curgerii fluidelor conductoare în cîmp magnetic presupune considerarea simultană a ecuaţiilor cîmpului electromagnetic şi a ecuaţiilor hidrodinamicii.

În lucrările din acest domeniu, se determină cîmpul electromagnetic în mediul fluid, în ipoteza vitezei constante pe grosimea întrefierului, sau se determină distribuţia vitezei în canal, în prezenţa unui cîmp magnetic dat [5]. În lucrarea [6] se calculează cîmpul electromagnetic în ipoteza vitezei constante, apoi pe baza ecuaţiilor hidrodinamicii se determină distribuţia vitezei în canal. Se consideră dată componenta normală a inducţiei la pereţii canalului, ceea ce înseamnă că se neglijează cîmpul de reacţie a curenţilor induşi şi, prin urmare, influenţa curgerii asupra cîmpului electromagnetic.

* Ing. *V. Fireţeanu* este asistent la Catedra de electrotehnică, din Institutul politehnic — Bucureşti.

În lucrarea de față se determină distribuția cîmpului electromagnetic și a vitezei fluidului, în ipoteza interacțiunii acestora.

1. Cîmpul electromagnetic și distribuția de viteze în curgerea staționară a unui fluid conductor incompresibil în cîmpul magnetic dintre două plane paralele cu extensie infinită

Ecuațiile satisfăcute de cîmpul electromagnetic în regim cvasistaționar în mediul fluid mobil [5] conduc la ecuația potențialului magnetic vector:

$$\Delta\bar{A} - \mu\sigma\frac{\partial\bar{A}}{\partial t} + \mu\sigma\,\bar{v}\times\operatorname{rot}\bar{A} = 0, \quad (1)$$

unde: μ și σ sînt permeabilitatea magnetică și conductivitatea fluidului.

Curgerea fluidului este caracterizată de ecuația de continuitate și de teorema impulsului [5], influența cîmpului magnetic se manifestă prin apariția, în cele din urmă, a densității de volum a forței electromagnetice.

Se consideră configurația geometrică din figura 1, în care domeniul $-l<y<l$ este ocupat de fluid în curgere laminară staționară sub influența cîmpului magnetic; asupra fluidului nu acționează forțe de natură mecanică, deci, ipotezele de calcul vor fi:

$$\bar{v}(v,0,0);\ \frac{d\bar{v}}{dt} = 0;\ \bar{F}_m = 0;\ \frac{\partial\rho}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

în care:
$\bar{v}$ este vectorul vitezei fluidului;
$\bar{F}_m$ — densitatea de masă a forțelor mecanice;
ρ — densitatea fluidului.

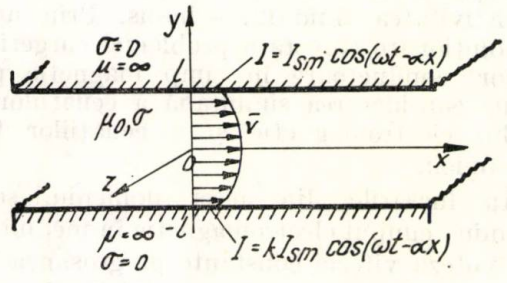


Fig. 1. Modelul teoretic al unei mașini magnetohidrodinamice

Pe suprafețele $y = \pm l$ se consideră o pătură de curent, orientată după axa Oz, cu densitate liniară:

— la $y = l$; $I = I_{sm}\cos(\omega t - \alpha x)$; $\alpha = \pi/\tau$; τ — pasul polar;

— la $y = -l$; $I = kI_{sm}\cos(\omega t - \alpha x)$; unde $k = +1$ pentru conexiunea indicatoarelor în concordanță de flux, $k = -1$, pentru opoziție de flux. Domeniile $|y| > l$ se presupun din materiale feromagnetice ideale, $\mu = \infty$ și se neglijează pierderile prin curenți turbionari, $\sigma = 0$. Se consideră extensie infinită după coordonata z, așa încît problema devine plan paralelă.

Această configurație constituie un model simplificat pentru studiul proceselor magnetohidrodinamice în canalele pompelor plane de inducție și în amestecătoarele electromagnetice. Prin utilizarea acestui model se neglijează efectele legate de dimensiunile finite ale indicatoarelor și se studiază pătrunderea cîmpului electromagnetic într-un fluid mobil și influența caracteristicilor mediului și cîmpului asupra curgerii.

În ipotezele de mai sus inducția și potențialul magnetic vector au componentele $\bar{B}$ (B_x, B_y, 0), $\bar{A}$ (0,0, A), funcție de coordonatele x și y și de timp.

Ecuațiile curgerii fluidului în cîmp magnetic în configurația de mai sus devin:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} - \mu\sigma\frac{\partial A}{\partial t} - \mu\sigma v\frac{\partial A}{\partial x} = 0, \quad (3)$$

$$\frac{\partial v}{\partial x} = 0, \quad (4)$$

$$-\frac{\partial p}{\partial x} + \rho\nu_f\left(\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2}\right) + F_{xem} = 0, \quad (5)$$

$$-\frac{\partial p}{\partial y} + F_{yem} = 0, \quad (6)$$

unde:
p este presiunea;
ν_f — viscozitatea fluidului;
$F_{x,yem}$ — densitățile de volum ale forței electromagnetice. Problema se rezolvă iterativ; se consideră o distribuție inițială a vitezei, se determină cîmpul electromagnetic, apoi densitățile de forță electromagnetică și, în final, presiunea și distribuția corectată a vitezei.

1.1. Cîmpul electromagnetic în ipoteza $v(y) = v = \text{ct.}$ În acest paragaf se reia lucrarea [6] cu considerarea reacției indusului prin modificarea condiției la limita $y = \pm l$, și anume:

$$\frac{dA}{dy} = \mu I_{sm};\ \text{la}\ y = l;$$
$$\frac{dA}{dy} = -k\mu I_{sm};\ \text{la}\ y = -l. \quad (7)$$

Ca urmare a extinderii infinite a păturii de curent în direcția curgerii, soluția ecuației (3) va fi de forma:

$$A(x,y,t) = \text{Real}\,[\underline{A}(y)e^{j(\omega t - \alpha x)}], \quad (8)$$

iar ecuaţia devine:

$$\frac{d^2\underline{A}}{dy^2} = \underline{\gamma}^2\underline{A}\,;\ \underline{\gamma}^2 = \alpha^2 + j\omega\mu\sigma - j\alpha\mu\sigma v. \qquad (9)$$

Soluţia ecuaţiei (9) cu condiţiile (7) în ipoteza $k = 1$ este:

$$\underline{A} = \frac{\mu I_{sm}}{\underline{\gamma}} \frac{\operatorname{ch} \underline{\gamma} y}{\operatorname{sh} \underline{\gamma} l}. \qquad (10)$$

Componentele inducţiei şi densitatea de curent se calculează cu relaţiile:

$$\underline{B}_x = \frac{d\underline{A}}{dy},\ \underline{B}_y = j\alpha\underline{A},\ J = -\frac{1}{\mu}\left(\frac{d^2\underline{A}}{dy^2} - \alpha^2\underline{A}\right). \qquad (11)$$

Cu notaţia:

$$\beta = \mu\sigma(\omega - \alpha v),$$

se obţine:

$$\underline{\gamma} = m + jn, \text{ unde } m = \sqrt{\frac{\alpha^2}{2} + \sqrt{\frac{\alpha^4 + \beta^2}{4}}},$$

$$n = \frac{\beta}{2m} \text{ şi}$$

$$B_x = \mu I_{sm} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2my - \cos 2ny}{\operatorname{ch} 2ml - \cos 2nl}}, \qquad (12)$$

$$B_y = \alpha\mu\, I_{sm} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2my + \cos 2ny}{(m^2+n^2)(\operatorname{ch} 2ml - \cos 2nl)}}, \qquad (13)$$

$$J = 2mn\, I_{sm} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2my + \cos 2ny}{(m^2+n^2)(\operatorname{ch} 2ml - \cos 2nl)}}. \qquad (14)$$

Componentele densităţii de forţă electromagnetică au expresiile:

$$F_{xem} = \frac{mn\alpha A_1^2}{2\mu} [\operatorname{ch} 2my + \cos 2ny -$$

$$- (\operatorname{ch} 2my \cdot \cos 2ny + 1) \cdot \cos 2(\omega t - \alpha x - \varphi) +$$

$$+ \operatorname{sh} 2my \cdot \sin 2ny \cdot \sin 2(\omega t - \alpha x - \varphi)], \qquad (15)$$

$$F_{yem} = -\frac{mn A_1^2}{2\mu} [n \cdot \operatorname{sh} 2my + m \cdot \sin 2ny +$$

$$+ (-n \cdot \operatorname{sh} 2my \cdot \cos 2ny -$$

$$- m \cdot \sin 2ny \cdot \operatorname{ch} 2my) \cdot \cos 2(\omega t - \alpha x - \varphi) +$$

$$+ (-m \cdot \operatorname{sh} 2my \cdot \cos 2ny +$$

$$+ n \cdot \sin 2ny \cdot \operatorname{ch} 2my) \cdot \sin 2(\omega t - \alpha x - \varphi)], \qquad (16)$$

în care:

$$A_1 = \frac{\mu I_{sm}}{\sqrt{(m^2+n^2)(\operatorname{ch} 2ml - \cos 2nl)/2}}.$$

In ipoteza $v = v(y)$ ecuaţiile (5—6) devin:

$$\frac{\partial p}{\partial x} - \rho\nu_f \frac{d^2 v}{dy^2} = F_{xem}, \qquad (17)$$

$$\frac{\partial p}{\partial y} = F_{yem}. \qquad (18)$$

Pe baza analizei relaţiilor (15), (16), se consideră pentru presiune o soluţie de forma:

$$p(x,y,t) = p_1(y) + p_2(y) \cdot \cos 2(\omega t - \alpha x - y) +$$

$$+ p_3(y) \cdot \sin 2(\omega t - \alpha x - \varphi) + C_p x + C. \qquad (19)$$

Prin înlocuire, identificare şi integrare, rezultă:

$$p_1(y) = \frac{mnA_1^2}{4\mu} \cdot \left(\frac{m}{n} \cdot \cos 2ny - \frac{n}{m} \operatorname{ch} 2my\right); \qquad (20)$$

$$p_2(y) = \frac{mnA_1^2}{4\mu} \cdot \operatorname{sh} 2my \cdot \sin 2ny\,; \qquad (21)$$

$$p_3(y) = \frac{mn\, A_1^2}{4\mu} \cdot (\operatorname{ch} 2my \cdot \cos 2ny + 1)\,; \qquad (22)$$

$$v = -\frac{mn\alpha A_1^2}{2\mu\rho\nu_f}\left(\frac{1}{4m^2} \operatorname{ch} 2my - \frac{1}{4n^2} \cos 2ny\right) +$$

$$+ \frac{C_p}{2\rho\nu_f} y^2 + C_1 y + C_2.$$

Determinarea constantelor de integrare. Deoarece $v(y) = v(-y)$, rezultă $C_1 = 0$, iar condiţia la limită $v(\pm l) = 0$, conduce la relaţia:

$$C_2 = \frac{mn\alpha A_1^2}{2\mu\rho\nu_f}\left(\frac{1}{4m^2} \cdot \operatorname{ch} 2ml - \frac{1}{4n^2} \cos 2nl\right) -$$

$$- \frac{l^2}{2\rho\nu_f} C_p.$$

Constanta C_p se determină rezolvînd ecuaţiile curgerii (17—18), în absenţa cîmpului magnetic ($F_{xem} = F_{yem} = 0$).
Se obţine distribuţia de viteze, cunoscută din hidrodinamică şi constanta C_p;

$$v(y) = v_{max}(1 - y^2/l^2), \qquad (23)$$

$$C_p = \frac{\partial p}{\partial x} = -2\rho\nu_f \frac{v_{max}}{l^2},$$

care reprezintă gradientul de presiune datorat viscozității fluidului. În final rezultă expresia vitezei:

$$v(y) = v_{max} \cdot (1 - y^2/l^2) + \\ + \frac{mn\alpha A_1^2}{2\mu\rho\nu_f}\left[\frac{1}{4m^2}(\mathrm{ch}2ml - \mathrm{ch}2my) - \right. \\ \left. - \frac{1}{4n^2}(\cos 2nl - \cos 2ny)\right]. \quad (24)$$

În ipoteza neglijării pierderilor hidraulice de presiune se calculează media în timp a presiunii $\tilde{p} = p_1 + C$. Constanta C se determină din condiția:

$$\int_0^1\int_0^1\int_{-l}^{l} J B_y \,\mathrm{d}x\,\mathrm{d}z\,\mathrm{d}y = \int_0^1\int_{-l}^{l} [p_1(y) + C]\mathrm{d}z\,\mathrm{d}y, \quad (25)$$

care exprimă egalitatea dintre forța electromagnetică dezvoltată în volumul de fluid și forța creată de presiune pe suprafața acestui volum, perpendiculară pe direcția curgerii. Rezultă:

$$C = \\ = \frac{1}{l}\frac{mn\mu I_{sm}^2}{(m^2+n^2)(\mathrm{ch}\,2ml - \cos 2nl)}\left[\frac{4m\alpha + n}{4m^2}\,\mathrm{sh}2ml + \right. \\ \left. + \frac{4n\alpha - m}{4n^2}\sin 2nl\right]. \quad (26)$$

1.2. Cîmpul electromagnetic în ipoteza variației vitezei pe grosimea canalului. Întrucît ipoteza unei distribuții inițiale constante a vitezei fluidului nu poate conduce la o repartiție a cîmpului electromagnetic care să considere starea fluidă a indusului, în principal anularea vitezei la pereții canalului, se consideră în continuare că distribuția inițială a vitezei este aceea din curgerea în absența cîmpului magnetic, exprimată de relația:

$$v/v_{max} = 1 - y^2/l^2. \quad (27)$$

Ecuația potențialului magnetic complex devine:

$$\frac{\mathrm{d}^2\underline{A}}{\mathrm{d}y^2} + (\underline{\beta}^2 + \underline{\gamma}^2 y^2)\,\underline{A} = 0,$$

unde:

$$\underline{\beta}^2 = \mathrm{j}\mu\sigma(\alpha v_{max} - \omega) - \alpha^2, \\ \underline{\gamma}^2 = -\mathrm{j}\frac{\mu\sigma\alpha v_{max}}{l^2}. \quad (28)$$

Se propune pentru ecuația (28) o soluție de forma:

$$\underline{A} = \sum_{\nu=0}^{\infty} \underline{b}_\nu y^{\nu+s}.$$

Prin înlocuire în ecuație și identificare, rezultă relațiile pentru determinarea coeficienților $\underline{b}_\nu$; pentru $s = 1$ se obține:

$$\underline{b}_{2\nu+1} = 0, \quad \nu = 0,1,2\ldots \\ \underline{\gamma}^2 \underline{b}_{2\nu-2} + \underline{\beta}^2 \underline{b}_{2\nu} + (2\nu+2)(2\nu+3)\,\underline{b}_{2\nu+2} = 0, \\ \nu = 0,1,2\ldots;\ \underline{b}_{-2} = 0, \quad (29)$$

iar potențialul vector are forma:

$$\underline{A} = \sum_{\nu=0}^{\infty} \underline{b}_{2\nu}\, y^{2\nu+1}. \quad (30)$$

Pentru $s = -1$ se obține;

$$\underline{b}_{2\nu+2} = 0, \quad \nu = 0,1,2\ldots \\ \underline{\gamma}^2 \underline{b}_{2\nu-1} + \underline{\beta}^2 \underline{b}_{2\nu+1} + (2\nu+1)(2\nu+2)\underline{b}_{2\nu+3} = 0, \\ \nu = 0,1,2\ldots; \quad \underline{b}_{-1} = 0, \quad (31)$$

expresia potențialului fiind:

$$\underline{A} = \sum_{\nu=0}^{\infty} \underline{b}_{2\nu+1}\, y^{2\nu}. \quad (32)$$

Determinarea coeficienților $\underline{b}_{2\nu}$ din expresia (30), respectiv $\underline{b}_{2\nu+1}$ din (32) se obține prin rezolvarea unui sistem format din relațiile de recurență (29), respectiv (31), completate cu condiția la limită (7).

Deoarece pentru conexiunea inductoarelor în concordanță de flux potențialul vector este o funcție pară în raport cu y, soluția acestuia are expresia (32); inducția și densitatea de curent rezultă:

$$B_x = \sum_{\nu=0}^{\infty} 2\nu\sqrt{b_{(2\nu+1)r}^2 + b_{(2\nu+1)i}^2}\cdot y^{2\nu-1}, \quad (33)$$

$$B_y = \alpha\sum_{\nu=0}^{\infty}\sqrt{b_{(2\nu+1)r}^2 + b_{(2\nu+1)i}^2}\cdot y^{2\nu}, \quad (34)$$

$$J = -\frac{1}{\mu}\sum_{\nu=0}^{\infty}\sqrt{b_{(2\nu+1)r}^2 + b_{(2\nu+1)i}^2}\,[2\nu(2\nu-1) - \\ - \alpha^2 y^2]\, y^{2\nu-2}, \quad (35)$$

în care : $b_{(2\nu+1)_r}$ = Real $[\underline{b}_{2\nu+1}]$ și $b_{(2\nu+1)_i}$ = Imaginar $[b_{2\nu+1}]$.

Componentele densității de forță electromagnetică au expresiile :

$$F_{xem} = -\frac{\alpha}{2\mu}\left[B_2\frac{d^2B_1}{dy^2} - B_1\frac{d^2B_2}{dy^2} + \right.$$

$$+\left(B_1\frac{d^2B_2}{dy^2} + B_2\frac{d^2B_1}{dy^2} - 2\,\alpha^2 B_1 B_2\right)\cdot$$

$$\cdot\cos 2\,(\omega t - \alpha x) + \left(B_1\frac{d^2B_1}{dy^2} - B_1\frac{d^2B_2}{dy^2} - \right.$$

$$\left.\left. - \alpha^2 B_1^2 + \alpha^2 B_2^2\right)\sin 2(\omega t - \alpha x)\right]; \quad (36)$$

$$F_{yem} = -\frac{1}{2\mu}\left\{\left[\frac{dB_1}{dy}\cdot\frac{d^2B_1}{dy^2} + \frac{dB_2}{dy}\cdot\frac{d^2B_2}{dy^2} - \right.\right.$$

$$-\alpha^2\left(B_1\frac{dB_1}{dy} + B_2\frac{dB_2}{dy}\right)\Big] + \left[\frac{dB_1}{dy}\cdot\frac{d^2B_1}{dy^2} - \right.$$

$$\left.\left.-\frac{dB_2}{dy}\cdot\frac{d^2B_2}{dy^2} - \alpha^2\left(B_1\frac{dB_1}{dy} - B_2\frac{dB_2}{dy}\right)\right]\right\}\cdot$$

$$\cdot\cos 2\,(\omega t - \alpha x) - \left[\frac{dB_2}{dy}\cdot\frac{d^2B_1}{dy^2} + \frac{dB_1}{dy}\cdot\frac{d^2B_2}{dy^2} - \right.$$

$$\left.\left. - \alpha^2\left(B_1\frac{dB_2}{dy} + B_2\frac{dB_1}{dy}\right)\right]\sin 2(\omega t - \alpha x)\right\}, \quad (37)$$

unde : $B_1 = \sum_{\nu=0}^{\infty} b_{(2\nu+1)_r}\, y^{2\nu}$ și $B_2 = \sum_{\nu=0}^{\infty} b_{(2\nu+1)_i}\, y^{2\nu}$.

Din compararea relațiilor (37), (36) cu (16), (15) rezultă că soluția presiunii are tot forma (19); pentru primul termen se propune :

$$p_1(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{1j}\, y^{j+s}\,.$$

Identificarea este posibilă pentru $s = 2$, așa încît soluția este :

$$p_1(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{1(2j)}\, y^{2j+2}, \quad (38)$$

cu :

$$p_{1(2j)} = \frac{1}{2\,\mu\,(2j+2)}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2k+2)\,(2j-2k+\right.$$

$$+2)\,(2j-2k+1)\,(b_{(2k+3)_r}\cdot b_{(2j-2k+3)_r} +$$

$$+ b_{(2k+3)_i}\, b_{(2j-2k+3)_i}) - \alpha^2\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+$$

$$\left.+2)\,(b_{(2k+1)_r}\cdot b_{(2j-2k+3)_r} + b_{(2k+1)_i}\, b_{(2j-2k+3)_i})\right\}.$$

În mod asemănător se obțin și ceilalți doi termeni cu expresiile :

$$p_2(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{2(2j)}\, y^{2j}, \quad (39)$$

cu :

$$p_{2(2j)} = \frac{1}{4\mu}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+2)\,(2j-2k+\right.$$

$$+1)\,(b_{(2k+1)_r}\cdot b_{(2j-2k+3)_r} - b_{(2k+1)_i}\cdot b_{(2j-2k+3)_i}) -$$

$$\left. - \alpha^2\sum_{k=0}^{j}(b_{(2k+1)_r}\, b_{(2j-2k+1)_r} - b_{(2k+1)_i}\cdot b_{(2j-2k+1)_i})\right\},$$

și :

$$p_3(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{3(2j)}\, y^{2j} \quad (40)$$

cu :

$$p_{3(2j)} = -\frac{1}{4\mu}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+2)\,(2j-2k+\right.$$

$$+1)\,(b_{(2k+1)_r}\cdot b_{(2j-2k+3)_i} + b_{(2k+1)_i}\cdot b_{(2j-2k+3)_r}) -$$

$$\left. - 2\alpha^2\sum_{k=0}^{j} b_{(2k+1)_r}\cdot b_{(2j-2k+1)_i}\right\}.$$

Constanta C_p din relația (19) are expresia (23), iar constanta C se calculează pe baza condiției (25).

Cu aceleași condiții pentru viteză ca în § 1.1, rezultă expresia :

$$v(y) = v_{max}(1 - y^2/l^2) - \sum_{j=0}^{\infty} v_{2j}(y^{2j+2} - l^{2j+2}), \quad (41)$$

cu :

$$v_{2j} = -\frac{\alpha}{2\mu\,\rho\nu_f(2j+2)\,(2j+1)}\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+$$

$$+2)\,(2j-2k+1)\,(b_{(2k+1)_i}\, b_{(2j-2k+3)_r} -$$

$$- b_{(2k+1)_i}\cdot b_{(2j-2k+3)_i}).$$

1.3. Conexiunea inductoarelor în opoziție de flux. Deși importanța practică a acestui sistem de conexiune este redusă, datorită indicilor energetici inferiori, se prezintă, pentru comparație, rezultatele calculului în această variantă.

În ipoteza vitezei constante rezultă :

$$B_x = \mu I_{sm}\sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2\,my + \cos 2\,ny}{\operatorname{ch} 2\,ml + \cos 2\,nl}}, \quad (42)$$

$$B_y = \alpha\mu I_{sm}\sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2\,my - \cos 2\,ny}{(m^2+n^2)\,(\operatorname{ch} 2\,ml + \cos 2\,nl)}}, \quad (43)$$

$$J = 2mn\, I_{sm} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2my - \cos 2ny}{(m^2+n^2)(\operatorname{ch} 2ml + \cos 2nl)}}, \tag{44}$$

$$p_1(y) = -\frac{mnA_2^2}{4\mu}\left(\frac{m}{n}\cdot\cos 2ny + \frac{n}{m}\cdot\operatorname{ch} 2my\right), \tag{45}$$

$$p_2(y) = -\frac{mn\,A_2^2}{4\mu}\operatorname{sh}2my\cdot\sin 2ny, \tag{46}$$

$$p_3(y) = \frac{mnA_2^2}{4\mu}\left(1 - \operatorname{ch} 2my\cdot\cos 2ny\right), \tag{47}$$

$$C = \frac{1}{l}\frac{mn\,\mu\, I_{sm}^2}{(m^2+n^2)(\operatorname{ch}2ml+\cos 2nl)}\left[\frac{4m\alpha+n}{4m^2}\operatorname{sh}2ml - \frac{4n\alpha - m}{4n^2}\sin 2nl\right], \tag{48}$$

$$v(y) = v_{max}(1 - y^2/l^2) + \frac{mn\alpha A_2^2}{2\mu\rho\nu_f}\left[\frac{1}{4m^2}(\operatorname{ch} 2ml - \operatorname{ch} 2my) + \frac{1}{4n^2}(\cos 2nl - \cos 2\,ny)\right], \tag{49}$$

unde :

$$A_2 = \frac{\mu\, I_{sm}}{\sqrt{(m^2+n^2)(\operatorname{ch}2ml+\cos 2nl)/2}}.$$

În a doua ipoteză, rezultă :

$$B_x = \sum_{\nu=0}^{\infty}(2\nu+1)\sqrt{b_{(2\nu)_r}^2 + b_{(2\nu)_i}^2}\cdot y^{2\nu}, \tag{50}$$

$$B_y = \alpha\sum_{\nu=0}^{\infty}\sqrt{b_{(2\nu)_r}^2 + b_{(2\nu)_i}^2}\cdot y^{2\nu+1}, \tag{51}$$

$$J = -\frac{1}{\mu}\sum_{\nu=0}^{\infty}\sqrt{b_{(2\nu)_r}^2 + b_{(2\nu)_i}^2}\,[2\nu(2\nu+1) - \alpha^2 y^2]\cdot y^{2\nu-1}, \tag{52}$$

unde :

$b_{(2\nu)_r} = \operatorname{Real}[b_{(2\nu)}]$, $b_{(2\nu)_i} = \operatorname{Imaginar}[b_{2\nu}]$,

$$p_1(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{1(2j)}\, y^{2j+2}, \tag{53}$$

în care :

$$p_{1(2j)} = \frac{1}{2\mu(2j+2)}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2k+1)(2j-2k+2)(2j-2k+3)(b_{(2k)_r}\cdot b_{(2j-2k+2)_r} + b_{(2k)_i}\cdot b_{(2j-2k+2)_i}) - \alpha^2\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+1)(b_{(2k)_r}\cdot b_{(2j-2k)_r} + b_{(2k)_i}\cdot b_{(2j-2k_i)})\right\},$$

$$p_{2(y)} = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{2(2j)}\, y^{2j+2}, \tag{54}$$

cu :

$$p_{2(2j)} = \frac{1}{4\mu}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+2)(2j-2k+3)(b_{(2k)_r}\cdot b_{(2j-2k+2)_r} - b_{(2k)_i}\cdot b_{(2j-2k+2)_i}) - \alpha^2\sum_{k=0}^{j}(b_{(2k)_r}\cdot b_{(2j-2k)_r} - b_{(2k)_i}\, b_{(2j-2k)_i})\right\},$$

$$p_3(y) = -\sum_{j=0}^{\infty} p_{3(2j)}\, y^{2j+2}, \tag{55}$$

unde :

$$p_{3(2j)} = -\frac{1}{4\mu}\left\{\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+2)(2j-2k+3)(b_{(2k)_r}\cdot b_{(2j-2k+2)_i} + b_{(2k)_i}\cdot b_{(2j-2k+2)_r}) - 2\alpha^2\sum_{k=0}^{j} b_{(2k)_r}\, b_{(2j-2k)_i}\right\},$$

$$v(y) = v_{max}(1 - y^2/l^2) - \sum_{j=0}^{\infty} v_{2j}(y^{2j+4} - l^{2j+4}), \tag{56}$$

unde :

$$v_{2j} = -\frac{\alpha}{2\,\mu\rho\nu_f(2j+4)(2j+3)}\sum_{k=0}^{j}(2j-2k+2)(2j-2k+3)(b_{(2k)_i}\cdot b_{(2j-2k+2)_r} - b_{(2k)_r}\cdot b_{2j-2k+2)_i}).$$

2. Interpretarea rezultatelor

Pentru analiza variației mărimilor electromagnetice, a presiunii și distribuției vitezei pe lărgimea întrefierului, în funcție de mărimea acestuia, de viteza medie și rezistivitatea fluidului, s-a efectuat prelucrarea numerică a rezultatelor pentru următoarele date :

— densitatea liniară a păturii de curent, $I_{sm} = 600$ A/cm ;

— frecvența sursei de alimentare, $f = 50$ Hz ;

— pasul polar, $\tau = 10$ cm ;

— permeabilitatea fluidului, $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m;

— viscozitatea fluidului, $\nu_f = 0{,}506 \cdot 10^{-6}$ m/s², care corespunde pentru sodiu la 200°C;

— conductivitatea fluidului, $\sigma_1 = 20 \cdot 10^6$/Ωm şi $\sigma_2 = 2 \cdot 10^6$/Ωm.

S-au considerat aceste două valori pentru conductivitate, întrucît majoritatea metalelor care se pot pompa, practic, pe cale electromagnetică au conductivitatea între aceste două limite.

Pentru lărgimea întrefierului, $2l$, au fost considerate valori între 4 şi 20 mm, iar pentru viteza medie, între 2 şi 8,66 m/s; prin urmare, alunecarea medie are valori între 0,8 şi 0,133, limite între care se situează toate realizările practice indicate de literatura de specialitate. S-au calculat coeficienţii seriilor (30) şi (32), inducţia şi densitatea de curent, presiunea şi viteza pentru $\nu = 3{,}4$, 5 şi 6 şi s-a observat că toate seriile sînt rapid convergente, şi anume de la $\nu = 5$ la $\nu = 6$ apar diferenţe la a şasea cifră semnificativă.

Se compară rezultatele obţinute în ipoteza distribuţiei parabolice a vitezei (23), cu cele obţinute în ipoteza vitezei constante, pentru cele două conexiuni ale inductoarelor.

2.1. *Componenta longitudinală a inducţiei* B_x, (fig. 2) are o variaţie liniară pe grosimea indusului, în prima ipoteză, nu depinde de mărimea

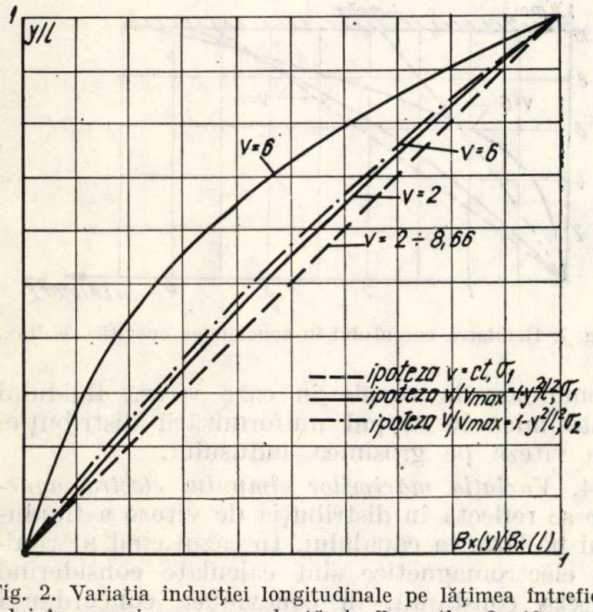


Fig. 2. Variaţia inducţiei longitudinale pe lăţimea întrefierului în conexiunea concordanţă de flux ($l = 2-10$ mm).

întrefierului, de viteză şi de conductivitatea fluidului; în cea de-a doua ipoteză se constată că abaterea de la variaţia liniară este cu atît mai mare, cu cît viteza şi conductivitatea fluidului sînt mai mari. În conexiunea opoziţie de flux, raportul dintre valoarea inducţiei la mijlocul întrefierului şi la suprafaţa inductoarelor este aproape unitar, la valori mici ale întrefierului (fig. 3) şi creşte odată cu creşterea întrefierului şi scăderea vitezei; în prima ipoteză, de exemplu, $B_x(0)/B_x(l) = 1{,}08$ pentru $v = 2$m/s şi $l = 10$ mm. În ipoteza variaţiei parabolice a vitezei, scăderea inducţiei către mijlocul întrefierului este mai pronunţată, $B_x(0)/B_x(l) = 1{,}35$, în aceleaşi condiţii ca mai sus şi este, de asemenea, cu atît mai mare cu cît întrefierul este mai mare.

Variaţia aproximativ liniară a componentei B_x în conexiunea concondanţă şi valoarea aproximativ constantă a acesteia în conexiunea opoziţiei, în special la valori mici ale întrefierului, se explică prin valoarea mare a adîncimii de pătrundere a cîmpului electromagnetic în comparaţie cu grosimea indusului.

2.2. *Componenta transversală a inducţiei,* B_y, rămîne, practic, constantă pe întreaga lăţime a întrefierului, la conexiunea în concordanţă de flux, în ipoteza vitezei constante (fig. 4). În cea de-a două ipoteză, inducţia scade de la suprafaţa inductoarelor către mijloc, scăderea fiind mai pronunţată la valori mari ale întrefierului, viteze mici şi conductivitate mare. Inducţia creşte odată cu creşterea vitezei, de exemplu, pentru $l = 6$ mm, se obţine $B_y = 0{,}063$ T pentru $v = 2$m/s şi $B_y = 0{,}27$ T la $v = 8{,}66$ m/s; de asemenea, creşte odată cu scăderea conductivităţii fluidului (la $v = 6$ m/s şi $l = 6$ mm rezultă $B_y = 0{,}14$ T pentru σ_1 şi $B_y = 0{,}375$ T pentru σ_2).

Este important de precizat că se obţine o bună concordanţă între valorile inducţiei la suprafaţa inductoarelor în cele două ipoteze, spre exemplu pentru σ_1, la $l = 6$ mm, pentru vitezele $v = 2$; 6; 8,66 m/s, în ipoteza vitezei constante, se obţine $B_y = 0{,}063$; 0,12; 0,275 T şi $B_y = 0{,}0681$; 0,124; 0,289 T, în cea de-a doua ipoteză, deci, considerarea iniţială a variaţiei parabolice a vitezei conduce la scăderea mai pronunţată a inducţiei către mijlocul întrefierului.

În conexiunea opoziţiei de flux, valoarea inducţiei la suprafaţa inductoarelor creşte odată cu creşterea întrefierului, dar rămîne, oricum, mult inferioară (de exemplu, pentru valorile $l = 2$; 6; 10 mm se obţin $B_y(l) = 00047$; 0,013; 0,022 T).

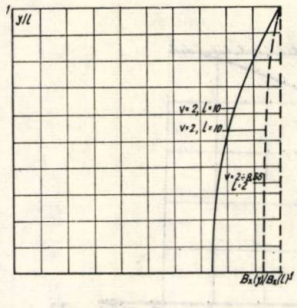


Fig. 3. Variaţia inducţiei longitudinale pe lăţimea întrefierului în conexiunea opoziţiei de flux.

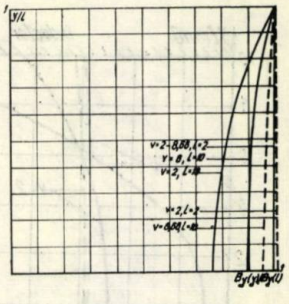


Fig. 4. Variaţia componentei transversale în conexiunea concordanţă de flux.

2.3. *Dacă în ceea ce privește inducția*, rezultatele obținute în ipoteza vitezei variabile, atît pentru concordanță de flux, cît și pentru opoziție de flux, nu diferă mult față de cele obținute în ipoteza vitezei constante, densitatea J a curenților induși în fluid are o variație mult diferită de la o ipoteză la alta.

În conexiunea concordanță de flux, în ipoteza vitezei constante, densitatea de curent, (fig. 5), este practic constantă la valori mici

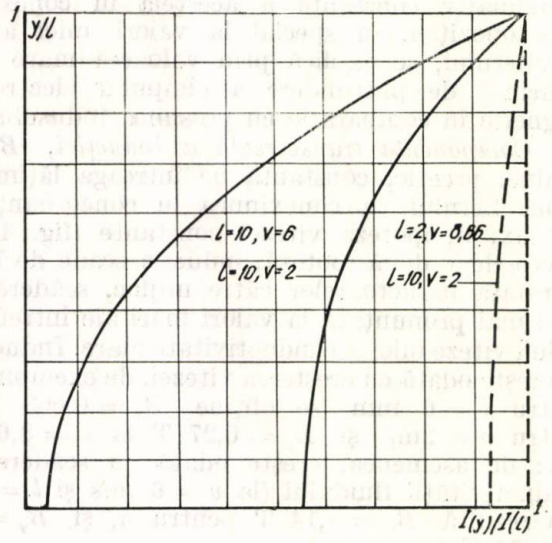


Fig. 5. Repartiția densității de curent pe grosimea indusului în conexiunea concordanță de flux.

ale întrefierului, fenomenul de refulare devine ceva mai evident la valori mai mari ale întrefierului, la viteze și conductivități mai mici. În cea de-a doua ipoteză se observă că refularea curentului indus este mult mai pronunțată, în special la valori mari ale vitezei medii. Mărimea întrefierului influențează în mică măsură, refularea crește puțin cu creșterea întrefierului, mai ales la valori mici ale vitezei medii. În figura 6 s-a reprezentat variația densității de curent pentru două valori ale vitezei. Deși valorile medii pe lățimea indusului, în ambele ipoteze sînt apropiate, variația densității se deosebește mult de la o ipoteză la alta. Explicația constă în refularea diferențiată care se obține la fiecare coordonată y, ca urmare a variației vitezei de la un punct la altul. Densitatea curenților induși are o valoare foarte mare la marginile indusului, unde viteza se apropie de zero și scade către mijloc, ca urmare a creșterii vitezei. Valoarea mică în zona de mijloc a indusului, la viteza $v = 6$ m/s se explică prin aceea că valoarea maximă a vitezei $v_{max} = \frac{3}{2} v = 9$ m/s se apropie de viteza de sincronism $v_s = 10$ m/s.

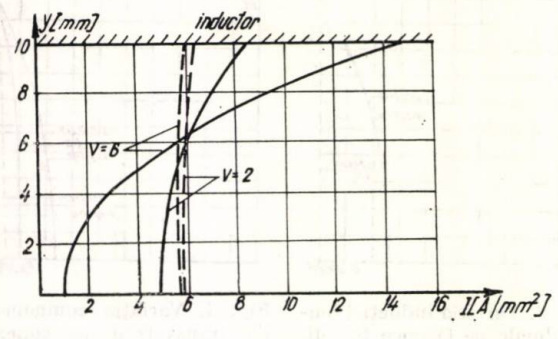


Fig. 6. Refularea curentului indus în conexiunea concordanță de flux.

Pentru conexiunea opoziție de flux, în prima ipoteză, densitatea de curent are o variație liniară (fig. 7), valoarea maximă, de la marginile indusului, fiind cu atît mai mare cu cît întrefierul este mai mare și viteza mai mică. În cea de-a doua ipoteză se observă, ca și în conexiunea concordanță, o refulare diferențiată în funcție de valoarea medie a vitezei. Pentru valori mari ale vitezei medii (fig. 7) refularea este mai pronunțată, iar valoarea densității curentului la marginea indusului crește cu creșterea vitezei.

Refularea curentului către marginile fluidului indus se poate considera ca fiind reacția cîmpului electromagnetic, ca urmare a deplasării indusului cu viteză variabilă, reacție care constă în intensificarea acțiunilor ponde-

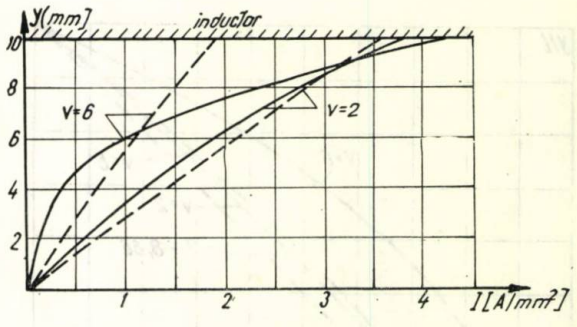


Fig. 7. Refularea curentului în conexiunea opoziției de flux.

romotoare în zonele în care viteza fluidului este mică în scopul uniformizării distribuției de viteze pe grosimea indusului.

2.4. *Variația mărimilor cîmpului electromagnetic* se reflectă în distribuția de viteze a fluidului pe lățimea canalului. În cazul cînd mărimile electromagnetice sînt calculate considerînd viteza constantă, în conexiunea concordanță de flux, calculul distribuției de viteză conduce la o variație parabolică, identică cu cea care ar exista în absența cîmpului magnetic.

Așa cum a rezultat la § 2.2. și 2.3, variația inducției B_y și a densității curentului indus J în funcție de coordonata y (fig. 1) este nesemnificativă și, prin urmare, densitatea de volum a forței în direcția curgerii, $F_x = J \cdot B_y$ este practic constantă pe toată lățimea întrefierului. Este, deci, normal ca variația vitezei pe

grosimea canalului să fie de forma (23), care corespunde curgerii într-un cîmp de forţe independent de y.

Dacă se calculează cîmpul electromagnetic în cea de-a doua ipoteză, variaţia vitezei (fig. 8) este diferită faţă de prima ipoteză. La valori mici ale vitezei medii, cînd refularea curentului indus nu este prea pronunţată, diferenţa

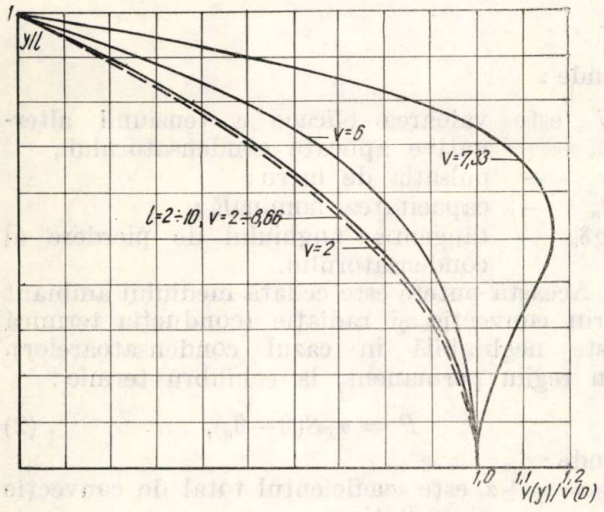


Fig. 8. Repartiţia vitezei pe grosimea canalului în conexiunea concordanţă de flux.

nu este prea mare, la valori mai mari însă, viteza tinde să se uniformizeze în partea centrală a canalului. Variaţia vitezei nu depinde practic de mărimea întrefierului. Pentru $v = 7{,}33$ m/s, căreia îi corespunde $v_{max} = 11$ m/s şi în domeniul $|y| < 0{,}3\ l$ viteza iniţială depăşeşte viteza sincronă, se obţine, în final, o variaţie a vitezei cu un maxim la $y/l = 0{,}55$. Explicaţia constă în aceea că în domeniul $|y| < 0{,}3\ l$, unde alunecarea este supraunitară, maşina ar avea regim de generator, deci forţele ce se exercită frînează deplasarea fluidului. Evident că o astfel de situaţie nu poate exista practic. Se poate aprecia că variaţia reală a vitezei se situează între cele două ipoteze, întrucît se observă că în cazul cîmpului electromagnetic calculat în ipoteza vitezei constante, viteza are o variaţie parabolică, iar cînd acesta este calculat în ipoteza unei variaţii parabolice acţiunea cîmpului are tendinţa de a uniformiza, cel puţin în zona de mijloc, viteza de curgere a fluidului. O a doua iteraţie în care s-ar determina cîmpul electromagnetic, considerînd distribuţia vitezei rezultată în ceea de-a doua ipoteză, ar conduce la o expresie a vitezei mai apropiată de realitate.

Pentru conexiunea în opoziţie de flux a inductoarelor, chiar şi în prima ipoteză, variaţia vitezei este diferită de cea parabolică, deoarece densitatea de forţă longitudinală nu mai este constantă, ci scade aproximativ parabolic de la marginile indusului către mijlocul său. Tendinţa cîmpului electromagnetic este tot aceea de a uniformiza viteza în zona centrală şi se manifestă mai pronunţat la valori mai mari ale întrefierului şi la viteze mai mici.

În cea de-a doua ipoteză se obţin rezultate asemănătoare, tendinţa exprimată mai sus fiind ceva mai pronunţată.

2.5. *Calculul mediei în timp a presiunii electromagnetice pe unitatea de lungime* arată că termenul $p_1(y)$ este nesemnificativ în raport cu constanta C (19), aşa încît presiunea este practic independentă de coordonata y. Valorile numerice sînt verificabile practic; de exemplu, la $l = 6$ mm şi $v = 2$ m/s s-a obţinut, în conexiunea concordanţă, o presiune $p = 4{,}12$ at în ipoteza vitezei constante şi $p = 3{,}97$ at, în ipoteza variaţiei vitezei. În conexiunea opoziţiei de flux presiunea creşte odată cu creşterea întrefierului. Pentru aceleaşi valori ale întrefierului şi vitezei se obţine $p = 0{,}05$ at şi respectiv $p = 0{,}08$ at, de unde rezultă inoportunitatea practică a conectării inductoarelor în opoziţie de flux.

Dacă în privinţa presiunii electromagnetice nu apar diferenţe apreciabile, în cele două ipoteze referitoare la variaţia iniţială a vitezei, rezultatele obţinute în ipoteza vitezei variabile conduc la aprecieri mult mai exacte ale pierderilor hidraulice de presiune, ale pierderilor electrice în fluid şi, în general, ale performanţelor pompelor de inducţie.

Bibliografie

[1] *Verte, L.A.* Transportul electromagnetic al metalului topit. Ed. Metalurghia (URSS), 1965.

[2] *Ohremenko, N. M.* Bazele teoriei şi proiectării pompelor liniare de inducţie pentru metale lichide. Atomizdat, 1968.

[3] *Watt, D.A.* Pompe electromagnetice pentru metale lichide. In: Engineering **181**, 1956, p. 264—268.

[4] *Ervin, A.F.* Pompe pentru instalaţiile energetice nucleare. În: Atomnaia tehnika za rubejom, nr, 1, 1958.

[5] *Lazăr Dragoş.* Magnetodinamica fluidelor. Ed. Academiei, 1969.

[6] *Trop, A. E.* Curgerea laminară a unui fluid vîscos, electroconductor între doi pereţi paraleli, în cîmp magnetic. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 4, 1968.

Intrat în redacţie la 6.IV.1975

CZ 621.319.4

REGIM TERMIC
TENSIUNE DE STRĂPUNGERE TERMICĂ
CONDENSATOARE FIXE
ORGANIGRAME DE CALCUL

Regimul termic al condensatoarelor fixe cu dielectric solid

Ovidiu Iancu * — București

1. Introducere

În interiorul condensatorului se disipă în timpul funcționării, putere activă datorită pierderilor în dielectricul condensatorului, în impregnant sau în stratul de protecție, în armături, în conexiunile terminale etc. Pentru condensatoarele utilizate în aparatura electronică, pierderile sînt mici (tangenta unghiului de pierderi a condensatorului este mult mai mică decît unitatea), însă aceste pierderi contribuie la creșterea temperaturii condensatorului comparativ cu a mediului ambiant și, pe un anumit domeniu de frecvență (fig. 1), regimul termic limitează valorile maxim admisibile ale tensiunii și curentului prin condensator [1, 3, 5].

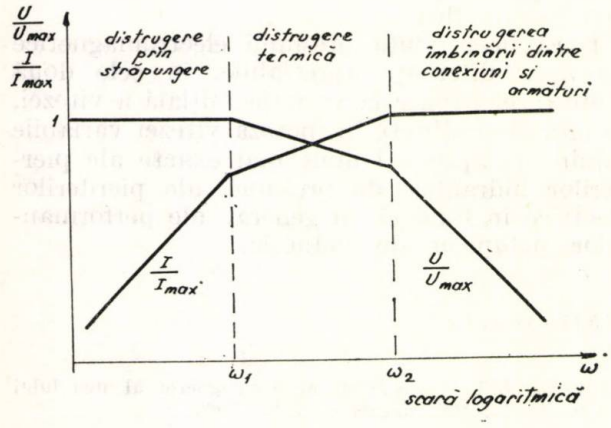


Fig. 1. Valorile maxime admisibile pentru tensiune și curent în funcție de frecvență în cazul condensatorului fix.

În cazul depășirii acestor valori, distrugerea termică poate surveni fie prin depășirea temperaturii maxim admisibile a dielectricului, a impregnantului, a stratului de protecție, fie prin străpungerea termică a condensatorului.

2. Transferul de energie termică în regim permanent

În condensator se dezvoltă, în timpul funcționării, puterea activă:

$$P = U^2 \omega C_n \operatorname{tg}\delta_c, \qquad (1)$$

unde:

U este valoarea eficace a tensiunii alternative aplicate condensatorului;
ω — pulsația de lucru;
C_n — capacitatea nominală;
$\operatorname{tg}\delta_c$ — tangenta unghiului de pierdere al condensatorului.

Această putere este cedată mediului ambiant prin convecție și radiație (conducția termică este neglijabilă în cazul condensatoarelor). În regim permanent, la echilibru termic:

$$P = \alpha_T S(\theta - \theta_0), \qquad (2)$$

unde:

$\alpha_T = \alpha_k + \alpha_r$ este coeficientul total de convecție și radiație;
α_k — coeficientul de convecție;
α_r — coeficientul de radiație;
S — suprafața laterală a condensatorului;
θ — temperatura suprafeței condensatorului (°C);
θ_0 — temperatura mediului ambiant (°C)

Coeficientul de convecție α_k depinde, în cazul unei convecții libere, de dimensiunile și temperatura suprafeței condensatorului, de parametrii mediului ambiant (coeficient de dilatare în volum, coeficient de viscozitate dinamică, conductivitate termică, accelerație gravitațională). În regim de scurgere laminară, ținînd seamă numai de transferul de energie prin suprafața laterală a condensatorului, rezultă pentru α_k următoarea expresie [2,4]:

$$\alpha_k = 1{,}37 \cdot 10^{-4} \left(\frac{\theta - \theta_0}{l}\right)^{0{,}25}, \text{ W/cm}^2 \text{ grad}, \qquad (3)$$

unde: l, în metri, reprezintă înălțimea corpului condensatorului, în cazul unui condensator plasat vertical sau diametrul, în cazul unui condensator cilindric plasat orizontal (de menționat că în [2] sînt indicate și relații mai exacte, care țin seamă și de transferul de energie prin suprafețele terminale ale condensatorului).

Pentru coeficientul de radiație α_r rezultă, din legea Stefan-Boltzmann, următoarea expresie:

$$\alpha_r = \frac{5{,}75\, k}{\theta - \theta_0}\left[\left(\frac{273 + \theta}{1\,000}\right)^4 - \left(\frac{273 + \theta_0}{1\,000}\right)^4\right], \text{ W/cm}^2 \text{ grad}, \qquad (4)$$

* Dr. ing. *Iancu O.* este conferențiar la Inst. politehnic București

unde : k este coeficientul de echivalare a suprafeței condensatorului cu corpul negru.

Deoarece coeficienții de convecție și radiație (3) și (4) depind, la rîndul lor, de temperatura suprafeței condensatorului, determinarea acestei temperaturi pentru o tensiune U dată, cu ajutorul relației (2) necesită un calcul iterativ (organigrama din figura 2). Valoarea inițială

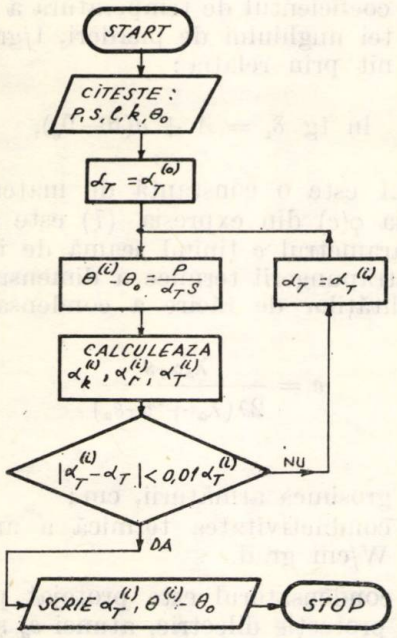


Fig. 2. Organigrama metodei de determinare a temperaturii și a coeficientului total de convecție și radiație (subprogram REGIM TERMIC).

a coeficientului total de convecție și radiație poate fi aleasă în limitele a $(10...20)\,10^{-4}$ W/cm² grad, valoare uzuală pentru cazul condensatoarelor plasate într-un mediu staționar cu $\theta - \theta \simeq 25°C$. Soluția poate fi considerată stabilizată, dacă diferența valorilor coeficientului total de convecție și radiație pentru doi pași consecutivi nu depășește 1% din valoarea acestui coeficient.

Temperatura θ, determinată anterior, reprezintă temperatura la suprafața condensatorului. În interiorul său temperatura este însă mai ridicată, atît datorită stratului de izolație (protecție) din exterior, cît și datorită faptului că dielectricul condensatorului are o slabă conductivitate termică.

Considerînd că există un singur strat de protecție cu grosimea l_1, secțiunea S_1 și conductivitatea termică λ_1, atunci fluxul termic de putere P trebuie să parcurgă acest strat spre exterior. Rezultă temperatura θ' la limita dielectric-strat de protecție :

$$\theta' = \theta + P \frac{l_1}{\lambda_1 S_1}. \qquad (5)$$

În dielectric temperatura crește, de asemenea, spre interior, calculul complicîndu-se deoarece dielectricul nu numai conduce, ci și generează energie termică. În [2. 4] sînt indicate relații pentru determinarea temperaturii maxime din dielectric în funcție de temperatura θ', de proprietățile și dimensiunile geometrice ale dielectricului, relații valabile pentru forme simple de condensatoare (condensator ceramic plan, condensator bobinat cu hîrtie, condensator electrolitic).

În cazul condensatoarelor care au pierderi mari, limitarea tensiunii maxime în regim alternativ poate surveni datorită depășirii temperaturii maxime admisibile $\theta_{max\,adm}$ a dielectricului sau a stratului de protecție, temperatură căreia îi corespunde un θ_{max} la suprafața condensatorului. În acest caz, din relațiile (1,2), rezultă :

$$U \leqslant \sqrt{\frac{\alpha_T S(\theta_{max} - \theta_0)}{\omega C_n}}. \qquad (6)$$

Deci, creșterea tensiunii de lucru poate fi realizată în acest caz prin unul din următoarele procedee :

— utilizarea unui dielectric sau a unui strat de protecție cu temperaturi admisibile mai mari și pierderi mai mici ;

— creșterea suprafeței laterale (radiatoare de răcire) ;

— creșterea coeficientului de convecție (prin răcire forțată cu lichid).

Ultimele două variante sînt utilizate la condensatoarele de mare putere (stații de radioemisie, electroenergetică). Pentru condensatoarele de putere mai mică, utilizînd dielectrici cu pierderi mici, limitativă, este, în general, nu depășirea temperaturii maxim admisibile, ci distrugerea condensatorului prin străpungere termică.

3. Străpungerea termică a dielectricului

Apariția străpungerii termice se bazează pe existența, în regim tranzitoriu, a unei diferențe între energia termică dezvoltată în unitatea de timp datorită pierderilor în dielectric și energia termică cedată, în unitatea de timp, mediului ambiant. Această diferență contribuie la creșterea temperaturii dielectricului, adică la creșterea pierderilor ceea ce, în anumite condiții, poate genera o avalanșă termică care continuă pînă la distrugerea dielectricului.

Energia termică P_1, dezvoltată în unitatea de timp datorită pierderilor în dielectric, crește cu temperatura acestuia (1), în special, datorită pierderilor prin conducție electrică. Pentru trei cîmpuri în dielectric E_1, E_2 și E_3 această creștere este reprezentată cu linie plină în figura 3a. Energia termică P_2 cedată

în unitatea de timp mediului ambiant (2) variază, într-o primă aproximaţie, direct proporţional cu temperatura (linie întreruptă în figura 3a).

În cazul în care cîmpul în dielectric are valoarea E_1 echilibrul termic se stabileşte în punctul A (figura 3a), pentru care $P_1 = P_2$ şi, cu o

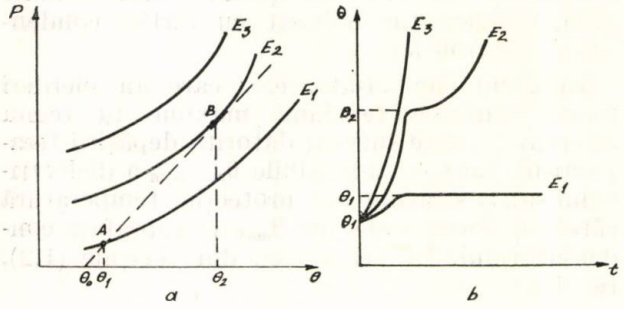


Fig. 3. Străpungerea termică a condensatorului:
a – dependenţa de temperatură a cantităţii de căldură dezvoltată în unitatea de timp datorită pierderilor în dielectric (linie plină) şi a cantităţii de căldură cedată în unitatea de timp mediului (linie întreruptă); g – variaţia temperaturii condensatorului în timp.

anumită inerţie, dielectricul atinge temperatura θ_1 (figura 3b). Această temperatură este stabilă, în sensul că orice creştere sau scădere accidentală a temperaturii dielectricului conduce la revenirea în punctul de plecare, deoarece creşte energia termică cedată mediului, respectiv energia termică dezvoltată datorită pierderilor.

Dacă în dielectric cîmpul are valoarea E_2, pentru care dreapta $P_2 = F_2(\theta)$ este tangentă curbei $P_1 = F_1(\theta)$, atunci punctul de echilibru termic B este instabil. O variaţie în sensul creşterii temperaturii dielectricului conduce la creşterea energiei termice dezvoltată datorită pierderilor, ceea ce face să crească şi mai mult temperatura dielectricului. Pentru cîmpul E_2 şi pentru orice altă valoare mai mare decît aceasta, dielectricul se străpunge termic dacă temperatura mediului este θ_0.

Cîmpul limită la care are loc străpungerea (numit cîmp de străpungere termică E_t) nu este o proprietate intrinsecă a dielectricului condensatorului, depinzînd de temperatura mediului ambiant, de dimensiunile şi posibilităţile de răcire ale condensatorului, de durata cîmpului aplicat. În [2,4] sînt specificate expresiile cîmpului de străpungere termică pentru cazul condensatorului plan (flux termic perpendicular pe armături) şi pentru cazul condensatorului cilindric sau bobinat (flux termic radial).

Pentru un condensator plan:

$$E_t = 3{,}8 \cdot 10^6 \frac{\varphi(c)}{s} \sqrt{\frac{\lambda}{af\varepsilon' \operatorname{tg}\delta_\varepsilon}}, \quad \text{V/cm}, \qquad (7)$$

unde:

s este grosimea dielectricului, cm;
λ — conductivitatea termică a dielectricului, W/cm grad;
f — frecvenţa de lucru, Hz;
ε' — permitivitatea dielectrică relativă;
$\operatorname{tg}\delta_\varepsilon$ — tangenta unghiului de pierderi în dielectric;
a — coeficientul de temperatură a tangentei unghiului de pierderi, 1/grad definit prin relaţia:

$$\ln \operatorname{tg} \delta_\varepsilon = A + a(\theta - \theta_0),$$

în care A este o constantă de material.

Funcţia $\varphi(c)$ din expresia (7) este tabelată [2,4], parametrul c ţinînd seamă de influenţa asupra străpungerii termice a dimensiunilor şi a posibilităţilor de răcire a condensatorului:

$$c = \frac{\lambda_a \alpha_T s}{2\lambda(\lambda_a + \alpha_T s_a)}, \qquad (8)$$

unde:

s_a este grosimea armăturii, cm;
λ_a — conductivitatea termică a armăturii, W/cm grad.

Dacă condensatorul este protejat printr-un strat de protecţie dilectric, atunci s_a şi λ_a reprezintă grosimea şi, respectiv, conductivitatea termică a acestuia, deoarece rezistenţa termică a armăturii devine neglijabilă faţă de a stratului protector dielectric.

În cazul condensatorului cilindric expresia cîmpului de străpungere termică este:

$$E_t = 2{,}7 \cdot 10^6 \frac{\varphi(c)}{s} \sqrt{\frac{\lambda}{af\varepsilon' \operatorname{tg}\delta_\varepsilon}}, \quad \text{V/cm}, \qquad (9)$$

unde:

$$c = \frac{1{,}15\, \lambda_a \alpha_T D_s \lg(D_1/D_0)}{\lambda[\lambda_a + 1{,}15\, \alpha_T D_1 \lg(D_2/D_1)]}; \qquad (10)$$

D_0 — diametrul interior al condensatorului, cm;
D_1 — diametrul exterior al condensatorului fără strat de protecţie, cm;
D_2 — diametrul exterior al stratului de protecţie, cm.

Pentru condensatoarele bobinate expresiile (9) şi (10) rămîn valabile cu observaţia că D_0 reprezintă diametrul cilindrului pe care se bobinează condensatorul, iar grosimea dielectricului s se consideră, neglijînd grosimea armăturilor:

$$s = \frac{D_1 - D_0}{2}.$$

În cazul în care se folosește un strat de protecție dielectric, λ_a reprezintă, în relația (10), conductivitatea termică a acestuia.

Calculul cîmpului de străpungere termică și, deci, a tensiunii maxim admisibile ($U = s\,E_t$), necesită cunoașterea coeficientului total de convecție și radiație α_T care, la rîndul său, poate fi calculat conform organigramei din figura 2, dacă este cunoscută tensiunea aplicată condensatorului. Deci, determinarea tensiunii maxim admisibile, din punct de vedere al străpungerii termice, necesită un calcul iterativ (organigrama din figura 4), considerînd va-

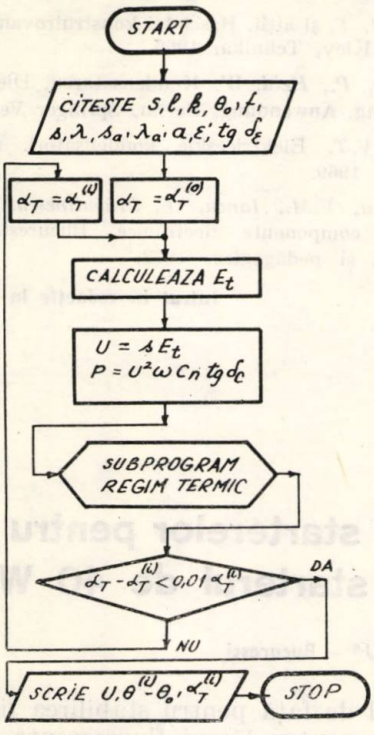


Fig. 4. Organigrama metodei de determinare a tensiunii de străpungere termică.

loarea inițială a coeficientului total de convecție și radiație în limitele (10...20) 10^{-4} W/cm²·grad.

4. Aplicații

Se determină tensiunea de străpungere termică și dependența acesteia de frecvență pentru un condensator bobinat cu policarbonat, cu capacitatea nominală $C_n = 0{,}47$ μF și tensiunea nominală $U_n = 400$ V_{cc}. Dimensiunile geometrice ale condensatorului sînt:

$$D_0 = 0{,}203 \text{ cm};$$
$$D_1 = 0{,}663 \text{ cm};$$
$$l = 2{,}24 \text{ cm}.$$

Folia de policarbonat cu grosimea de 6 μm are următoarele proprietăți de material:

$$\varepsilon' = 2{,}8;$$
$$\lambda = 12 \cdot 10^{-4} \text{ W/cm·grad};$$
$$a = 0{,}007 \text{ grad}^{-1}.$$

Dependența de frecvență a tangentei unghiului de pierderi în dielectric este reprezentată grafic în figura 5.

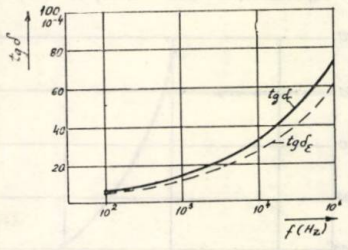


Fig. 5. Dependența de frecvență a tangentei unghiului de pierderi în dielectric (linie întreruptă) și a tangentei unghiului de pierderi a condensatorului (linie plină).

Stratul de protecție din novolen are grosimea de 0,5 mm, conductivitatea sa termică fiind de $17{,}4 \cdot 10^{-4}$ W/cm.grad, iar coeficientul de echivalare cu corpul negru fiind de 0,8. Pierderile în stratul de protecție și pierderile în armături se adaugă celor din dielectric, în figura 5 fiind reprezentată cu linie plină tangenta unghiului de pierderi a condensatorului (tg δ_C).

Pentru determinarea dependenței de frecvență a tensiunii de străpungere termică în condensatorul cu performanțele specificate se folosesc organigramele din figurile 2 și 4, calculele fiind efectuate cu un calculator de birou „Olivetti Programma 101". S-a considerat ca valoare inițială a coeficientului total de convecție și radiație $\alpha_T^{(0)} = 16 \cdot 10^{-4}$ W/cm·grad. Pentru a aprecia rapiditatea convergenței (nici una dintre iterații nu a necesitat mai mult de cinci pași pentru o eroare mai mică decît 1%) în figura 6 sînt reprezentate rezultatele pașilor succesivi în cazul diferenței de temperatură $(\theta - \theta_0)$ pentru frecvența de 50 kHz.

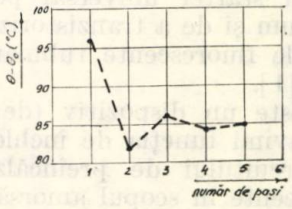


Fig. 6. Diferența de temperatură $(\theta - \theta_0)$ pentru primii cinci pași ai metodei iterative din figura 2 (frecvența 50 kHz).

Rezultatele, finale, pentru o temperatură a mediului ambiant de 25°C, au fost sistematizate în graficul din figura 7. Aceste rezultate indică o scădere destul de pronunțată a tensiunii de străpungere termică cu frecvența și, ca atare, o limitare pronunțată a funcționării condensatoarelor la frecvențe mari.

Verificarea experimentală a considerațiilor teoretice pe un lot de 10 condensatoare cu parametrii specificați a condus la rezultate concordante. Astfel, pentru frecvența de 100 kHz,

cele 10 condensatoare supuse unei tensiuni de 20 V_{ef} au atins în 60 minute temperatura staţionară de 100°C (temperatura de regim permanent calculată cu relaţia (2) a fost de

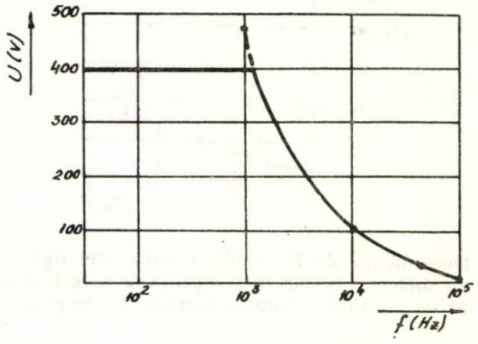


Fig. 7. Dependenţa de frecvenţă a tensiunii de străpungere termică pentru un condensator policarbonat cu capacitatea nominală $C_n = 0{,}47$ μF şi tensiunea nominală $U_n = 400$ V_{cc}.

127°C). Pentru o tensiune de 21 V_{ef} (din figura 7 tensiunea de străpungere termică era de 20,7 V_{ef}), toate cele 10 condensatoare au depăşit, în 30 minute, temperatura de 130°C, avînd în continuare tendinţa de creştere a temperaturii (străpungere termică).

În concluzie, metoda de calcul a regimului termic prezentată în organigramele din figurile 2 şi 4 oferă rezultate în bună concordanţă cu experienţa şi poate fi folosită pentru calculul tensiunilor de străpungere termică a condensatoarelor.

Bibliografie

[1] *Zinke*, C. Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe. Berlin, Springer Verlag, 1965.

[2] *Renne, V. T.* şi alţii. Rasciot i konstruirovanie kondensatorov. Kiev, Tehnika, 1966.

[3] *Liebscher, P., Held, W.* Kondensatoren. Dielektrikum. Bemessung. Anwendung. Berlin, Springer Verlag, 1968.

[4] *Renne, V.T.* Elektriceskie kondensatori. Leningrad, Energia, 1969.

[5] *Cătuneanu, V.M., Iancu, O., Drăgulinescu, M.* Materiale şi componente electronice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1972.

Intrat în redacţie la 1.IV. 1975

CZ 621.004.64:658.562

Metoda folosită la stabilirea fiabilităţii starterelor pentru lămpi fluorescente tubulare (exemplificare starterul de 40 W)

CONSTANTIN IVANOVICI, MARIA MARINESCU* — Bucureşti

O preocupare actuală pe plan mondial în domeniul surselor de lumină este şi aceea de a se crea un starter universal pentru toate puterile, precum şi de a tranzistoriza starterele pentru lămpile fluorescente tubulare lungi de 80 şi 125 W [1].

Starterul este un dispozitiv (de tip lampă cu licărire), avînd funcţia de închidere şi deschidere a circuitului de preîncălzire a unei lămpi fluorescente în scopul amorsării ei.

În acest articol se prezintă o metodă pentru stabilirea fiabilităţii starterului de 40 W pentru lămpi fluorescente tubulare de fabricaţie românească.

1. Metoda de încercare

În general, pentru determinarea fiabilităţii produselor se utilizează două căi de culegere a datelor :

— încercări programate pe stand ;
— date din exploatare.

În cazul de faţă pentru stabilirea fiabilităţii starterelor pentru lămpi fluorescente tubulare prin programarea funcţionării pe stand, conform celor indicate de normative [2], s-a ales starterul de tip *A* 40 W, de producţie ICIN.

La prelucrarea datelor s-au folosit următoarele metode :

— o metodă neparametrică (pentru studiul căderilor totale) ;

— o metodă grafoanalitică (pentru studiul derivei de parametru).

În cadrul prelucrării neparametrice a datelor s-a calculat limita inferioară a probabilităţii de bună funcţionare pentru un timp impus t [3], notată cu R_{inf}, pentru un nivel de încredere P^* ales, dată de relaţia :

$$R_{\text{inf}} = \frac{n - r}{(n-r)+(r+1)F_{Q^*}(\gamma_1, \gamma_2)}, \quad (1)$$

unde

n este numărul de produse supuse încercării ;

* Ing. *C. Ivanovici* este cercetător ştiinţific, iar *Marinescu Maria* este inginer în Lab. omologării electrocasnice din ICPE.

r — numărul defectelor totale înregistrate de-a lungul timpului t;
$F_{Q^*}(\gamma_1, \gamma_2)$ — variabila lui Fisher corespunzătoare gradelor de libertate:

$$\gamma_1 = 2(r+1),$$
$$\gamma_2 = 2(n-r),$$

și pentru un nivel de semnificație $Q^* = 1-P^*$. Condiția acceptării corespunde relației $R_{inf} \leqslant \geqslant \hat{R}(t)$, unde $\hat{R}(t)$ este valoarea probabilității de bună funcționare impusă.

Din datele experimentale culese s-a calculat și caracteristica empirică (estimația punctuală) a probabilității de bună funcționare (funcția de fiabilitate), $\hat{R}$:

$$\hat{R} = \frac{n+1-r}{n+1}. \qquad (2)$$

În cadrul prelucrării prin deriva de parametru se folosește o metodă grafoanalitică în care se studiază variația în timp a celor doi parametri urmăriți:

— tensiunea de închidere a circuitului;
— timpul de închidere în funcție de variația tensiunii de alimentare: 190 și 220 V — inductiv; 200;220 V — capacitiv.

2. Rezultate experimentale

S-au efectuat încercări exhaustive de durată asupra a două eșantioane de cîte 12 bucăți, pe standurile ICIN-ului în 1974, în regim inductiv și capacitiv, conform schemei din figura 1.

După [4] se folosește pentru puteri $\geqslant 20$ W numai montajul capacitiv, dar ținînd seama de posibilitățile de utilizare a starterelor s-au făcut încercări de durată în ambele regimuri.

În regim capacitiv, se introduce în serie un condensator, față de regimul inductiv prezentat în schema din figura 1. Balastul folosit are o putere apropiată de cea a starterului.

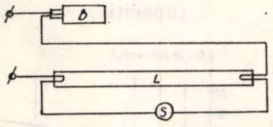


Fig. 1. Schema de montaj inductiv, lampă, balasat, starter.

Tensiunea de încercare trebuie să fie conformă cu tensiunea nominală a balastului și se aplică circuitului folosit o perioadă corespunzătoare la 288 ore de funcționare continuă.

Pentru fiecare eșantion s-au făcut măsurători asupra timpului de închidere la variația tensiunii de alimentare și tensiunii de închidere și s-au înregistrat în timpul încercărilor de durată defectele totale și deriva de parametru.

În tabelul 1 sînt prezentate datele de calcul ale probabilității de bună funcționare, pentru cele două regimuri inductiv și capacitiv, ținînd seama numai de defectele totale pentru un nivel de încredere $P^* = 0{,}9$, iar reprezentarea grafică este dată în figura 2.

Tabelul 1

Montaj	Inductiv		Capacitiv	
Nr. de ore funcționare	168	288	168	288
Nr. defecte (r)	3	2	—	2
R (%)	77	54	—	84,5
R_{inf}(%) P^* — 0,9*	70	45	70	55

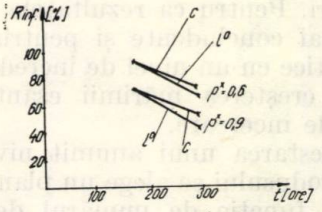


Fig. 2. Variația probabilității de bună funcționare în timp.

Pentru parametrii: tensiunea de închidere și timpul de închidere, urmăriți din punct de vedere al derivei de parametru s-au trasat diagramele 1—3...9, pentru montaj capacitiv, și 2—4...10 pentru montaj inductiv, folosind pentru prelucrare capul de tabel 2 prezentat mai jos.

Tabelul 2

i	Δy_i	Nr. ore / y_i	72			168			288		
			n_i (buc)	r_i (buc)	$\hat{F}$ (%)	n_i (buc)	r_i (buc)	$\hat{F}$ (%)	n_i (buc)	r_i (buc)	$\hat{F}$ (%)
1	150—160	155	2	2	16,7	1	1	10	2	2	28,6
2	160—170	165				2	3	31	1	3	42,9
3	170—180	175	4	6	50	2	5	50			
4	180—190	185	4	10	83	1	6	60	2	5	71,4
5	190—200	195	2	12	100	2	8	80	1	6	85,7
6	200—210	205				2	10	100			
7	210—220	215							1	7	100

Y_i — valoarea ordonată a tranşelor corespunzătoare mijlocului intervalului;
X_i — intervalul de cumulare a defectelor ordonate;
r_i — numărul cumulat de defecte la limita superioară a tranşei Δy_i;
n_i — numărul defectelor cumulate în tranşe, Δy_i;
$\hat{F}$ — funcţia empirică de repartiţie a defectelor.

În timpul încercărilor au apărut două tipuri de defecte totale:

1 — contacte lipite;
2 — întrerupere de circuit.

Lipirea contactelor se datorează scăderii presiunii din interiorul starterului, după 72 ore de funcţionare şi a creşterii excesive a temperaturii în contact, în timp ce întreruperea circuitului s-ar putea datora, în general, uneia din următoarele cauze:

— pătrunderii aerului în interiorul starterului, prin fisurarea sticlei;
— ruperea contactelor.

În regim inductiv numărul de defecte înregistrat a fost mult mai mare (în proporţie de 41%, din care 25% de primul tip şi 16% din al doilea tip de defecte).

În regim capacitiv (care de fapt este cel recomandat pentru startere de 40 W) s-au înregistrat defecte în proporţie de 8% pentru ambele tipuri. Pentru ca rezultatele prelucrate să fie cît mai concludente şi pentru a obţine decizii statistice cu un nivel de încredere ridicat se propune creşterea mărimii eşantionului şi a timpului de încercare.

Pentru atestarea unui anumit nivel de fiabilitate al produsului se alege un plan de acceptare [5], în funcţie de numărul de căderi c admise dintr-un eşantion de n produse supuse experimentărilor.

Tabelul 3

	$P^* = 0{,}6$	$P^* = 0{,}9$
c	n	n
0	9	22
1	20	37
2	31	52

Planul de acceptare ales este dat în tabelul 3, corespunzînd nivelului de încredere $P^* = 0{,}6$ în scopul reducerii mărimii eşantionului.

3. Interpretarea rezultatelor

Din studiul diagramelor 1 şi 2, în care se urmăreşte variaţia timpului de închidere la 190 V, reiese că 90% din volumul eşantioanelor nu ies din limitele impuse de [2] pînă la 250 ore de funcţionare. Din diagrama 1 se observă că la 48 ore există un salt neobişnuit a cărei natură se poate determina printr-un studiu adecvat şi prin repetarea încercărilor.

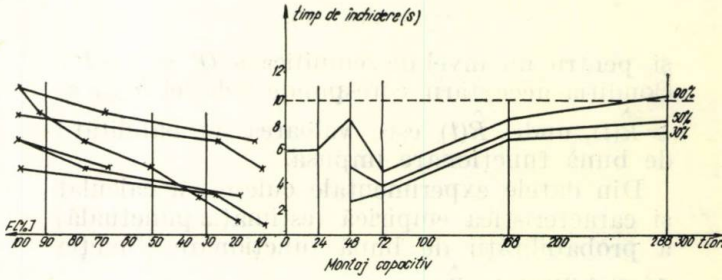


Diagrama 1. Variaţia timpului de închidere la 190 V.i, în montaj capacitiv.

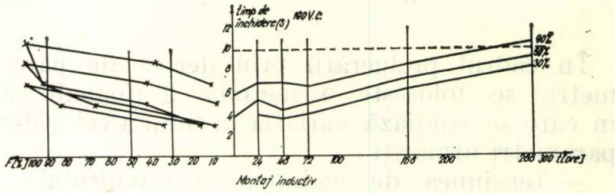


Diagrama 2. Variaţia timpului de închidere la 190 V.c, în montaj inductiv.

Din diagramele 3 şi 4, în care se urmăreşte variaţia tensiunii de închidere, reiese că există o variaţie asemănătoare în ambele montaje şi că 90% din eşantioane nu depăşesc limitele impuse pînă la 150 ore.

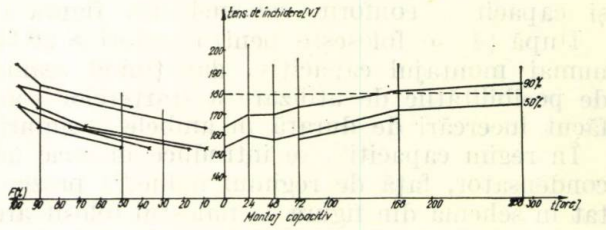


Diagrama 3. Variaţia tensiunii de închidere, în montaj capacitiv.

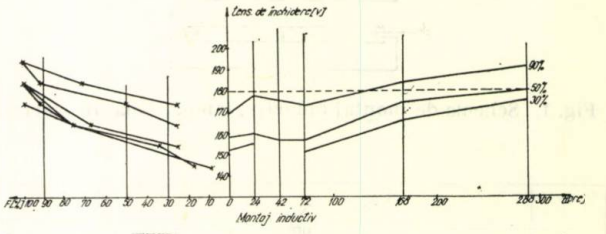


Diagrama 4. Variaţia tensiunii de închidere, în montaj inductiv.

Din diagrama 5, în care se urmăreşte variaţia timpului de închidere la 200 V.c., rezultă că, datorită numărului redus de exemplare, în eşantion, volumul informaţiilor nu este suficient pentru a putea urmări deriva de parametru la un $t > 72$ ore.

Din diagrama 6, regim inductiv, rezultă că produsul are o comportare bună.

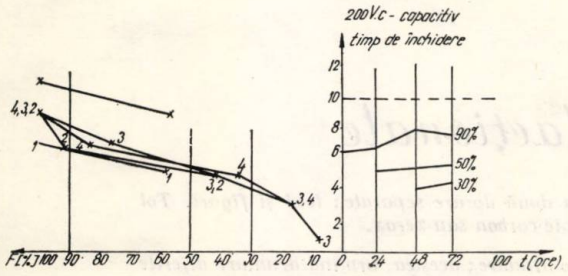


Diagrama 5. Variația timpului de închidere la 200 V.c, în montaj capacitiv.

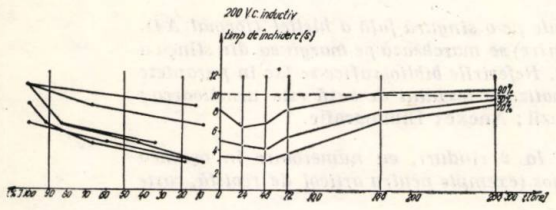


Diagrama 6. Variația timpului de închidere la 200 V.c, în montaj inductiv.

Din diagramele 7 și 8, în care se urmărește variația timpului de închidere la 220 V.c, reiese că ambele eșantioane depășesc limitele impuse, chiar după 24 ore de funcționare, necesitînd repetarea încercărilor și stabilirea cauzelor.

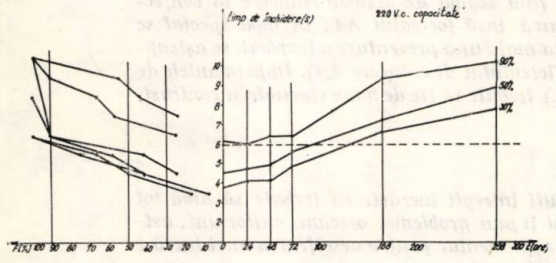


Diagrama 7. Variația timpului de închidere la 220 V.c, în montaj capacitiv

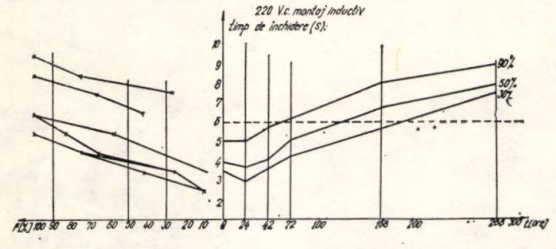


Diagrama 8. Variația timpului de închidere la 220 V.c, în montaj inductiv.

Din diagramele 9 și 10, în care se urmărește variația timpului de închidere la 220 V.i, rezultă că 90% din volumul eșantioanelor au o comportare bună pînă la 40 ore, după care depășește limita impusă.

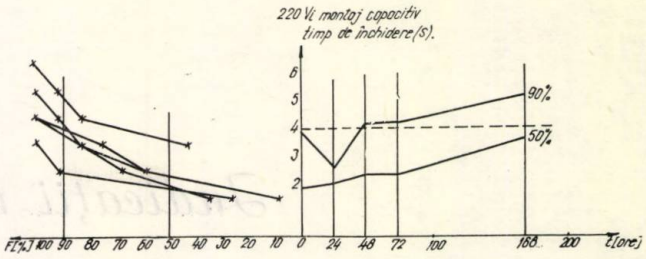


Diagrama 9. Variația timpului de închidere la 220 V.i, în montaj capacitiv.

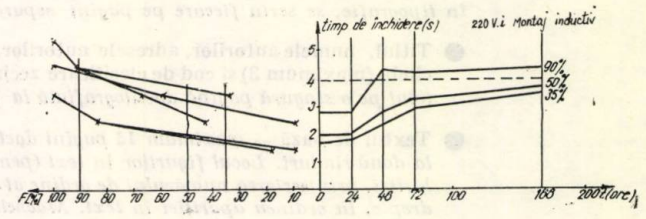


Diagrama 10. Variația timpului de închidere la 220 V.i, în montaj inductiv.

4. Concluzii

În general, pentru îmbunătățirea fiabilității starterelor pentru lămpi fluorescente tubulare și pe baza observațiilor făcute se recomandă următoarele măsuri:

— întărirea controlului pe parcursul fabricației;

— găsirea unor posibilități de stabilizare a presiunii în interiorul starterului și după 72 ore de funcționare;

— respectarea riguroasă a calității materialelor folosite prin întărirea și înzestrarea adecvată a controlului de recepție;

— continuarea încercărilor pentru stabilirea duratei medii de viață (pe un număr semnificativ de exemplare) experimentări conduse pînă la epuizarea a cel puțin 70% din volumul eșantioanelor;

— pentru utilizarea judicioasă a datelor din experimentările pe stand, să se facă o codificare a defectelor;

— repetarea încercărilor în diferite condiții de solicitare și pe un număr semnificativ de exemplare.

Bibliografie

[1] *Elenbaos, W.* Les lampes fluorescentes et l'éclairage. Ed. Dunod, Paris, 1963.

[2] x x x STAS 8272—68 Startere cu licărire pentru lămpi fluorescente tubulare de uz general. Condiții generale.

[3] *Iresson, W. Gr.* Reliability Handbook. Mc. Graw-Hill, New-York, 1966.

[4] CEI 155—1973 Intrerupteurs d'amorçage (starters) pour lampes fluorescentes.

[5] x x x STAS 8564—70. Mijloace de automatizare. Fiabilitate. Condiții generale.

Indicaţii redacţionale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text şi figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original şi copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părţile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) şi cod de clasificare zecimală (CZ), *funcţia şi locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură faţă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariţiei în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol: 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la 2 rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text şi cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte şi teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. şi Profeta, H. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1975.*

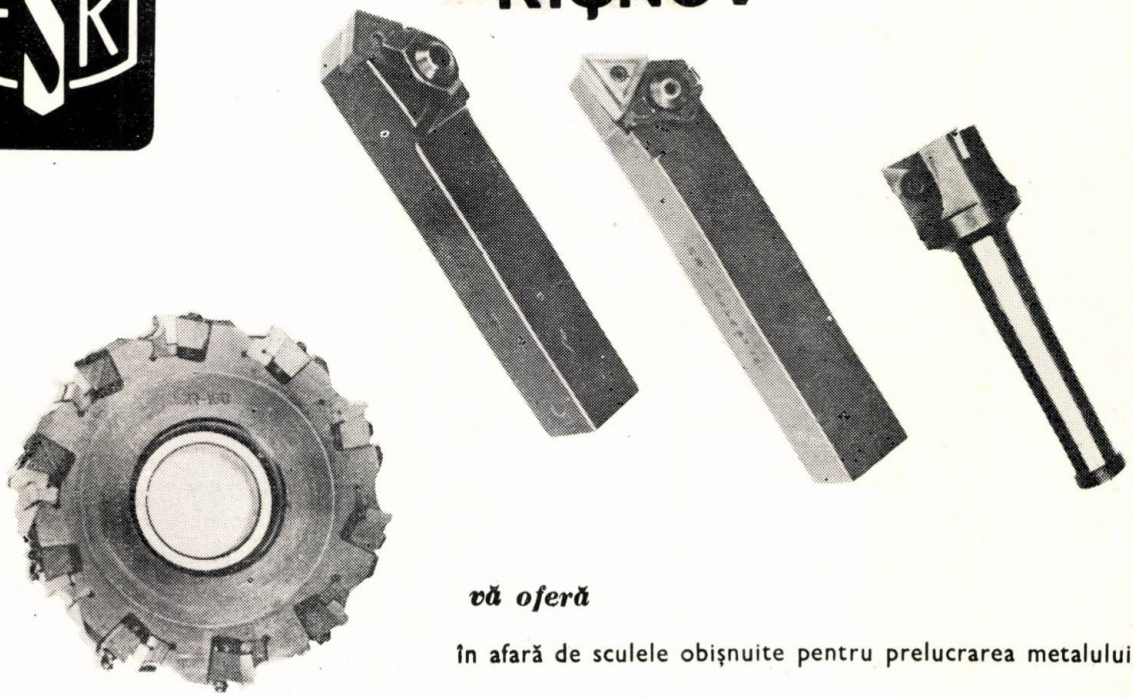
- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 la număr maxim de pagini text, se desenează şi se scriu în tuş, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacţia revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienţi de reducere între 0,4 şi 0,8. Autorii sînt rugaţi să ţină seama de această reducere la confecţionarea desenului original, care nu trebuie să depăşească însă formatul A4; în mod special se atrage atenţia asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se aşteaptă să fie făcut cu şablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator şi fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate şi contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retuşare în tipografie.*

★

Autorii sînt rugaţi să acorde o atenţie deosebită clarităţii întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultăţile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

ÎNTREPRINDEREA DE SCULE RÎŞNOV



vă oferă

în afară de sculele obişnuite pentru prelucrarea metalului :

● CUŢITE CU PLĂCUŢE DIN CARBURI METALICE

— pentru strunguri universale
— pentru strunguri copiere
— pentru strunguri automate

● FREZE FRONTALE CU PLĂCUŢE DIN CARBURI METALICE SCHIMBABILE

— freze cu coadă Ø 25—32—40—50	negative 90°
— freze cu alezaj Ø 63—80—100	negative 90°
— freze cu alezaj Ø 125—160	negative 75°
— freze cu alezaj Ø 200—250	negative 75°
— freze cu alezaj Ø 315—400—500	negative 75°
— freze cu coadă Ø 25—32—40—20	pozitive 90°
— freze cu alezaj Ø 63—80—100	pozitive 90°
— freze cu alezaj Ø 125—160	pozitive 75°
— freze cu alezaj Ø 200×250	pozitive 75°
— freze cu alezaj Ø 315—400—500	pozitive 75°

● BURGHIE CU PLĂCUŢE DIN CARBURI METALICE

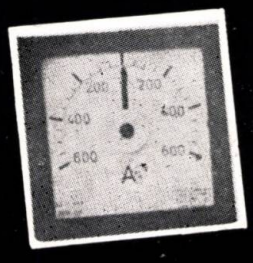
— pentru piatră şi beton
— pentru metale

ÎNTREPRINDEREA DE SCULE RÎŞNOV execută diferite scule pentru prelucrarea metalului şi după documentaţia clientului.

Alte relaţii se pot obţine de la sediul întreprinderii

Str. Cîmpului, Nr. 11 Telefon 921/22202
Or. Rîşnov, Cod, 2221 Telex 0122276

IAEM



CONTOARE ELECTRICE MONOFAZATE ȘI TRIFAZATE PENTRU MASURAREA ENERGIEI ELECTRICE ACTIVE ȘI REACTIVE

BLOC DE MĂSURARE DIFERENȚIATĂ A ENERGIEI ELECTRICE

APARATE ELECTROMAGNETICE SI MAGNETOELECTRICE DE TABLOU, CU AX CENTRAL ȘI DESCHIDEREA SCAREI DE 240°

APARATE ELECTROMAGNETICE SI MAGNETOELECTRICE DE TABLOU, CU DESCHIDEREA SCAREI DE 90°

APARATE MAGNETOELECTRICE FORMAT PROFIL

APARATE INDICATOARE (FORMAT PROFIL) PENTRU MĂSURAREA MĂRIMILOR NEELECTRICE

APARATE INDICATOARE CU SCARA DUBLA PENTRU REGULATOARE ELECTRONICE

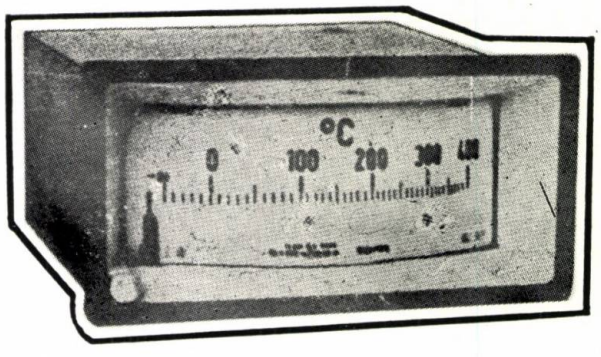
LOGOMETRE, MILIVOLTMETRE, MILIAMPERMETRE REGULATOARE

INTREPRINDEREA
DE APARATE ELECTRICE
DE MĂSURAT
TIMIȘOARA

Ohmmetre magnetoelectrice

Șunturi interșanjabile și cabluri de legătură calibrate

Str. Venus nr. 2 **telefon: 36929**
telex: 43343 32012



IAEM

Elementul semiconductor ireductibil tip baukasten vă asigură un randament ridicat în exploatarea și executarea aplicațiilor semiconductoarelor

Tiristor T 400

Caracteristici tehnice principale :

Tensiunea de conectare-blocare	V 3 000 dμ/dt V/μs, 300 V pînă la 3 000 V
Curentul inițial	A 400 di/dt A — μs 50 la 1 750 V
	T_c = 90°C
Suprasarcina de tensiune	A 7 700 max. 10 ms
Timpul de deconectare	μs T_q max. 250
Domeniul temperaturilor de exploatare	°C — 50 pînă la +125

Executant :

ČKD PRAHA

PUBLICOM

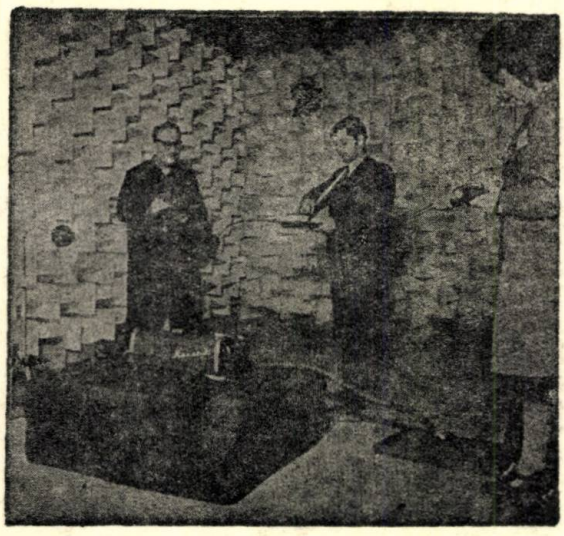
Exportator :

pragoinvest

180 56 Praga 9,
Českomoravská 23 Cehoslovacia

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

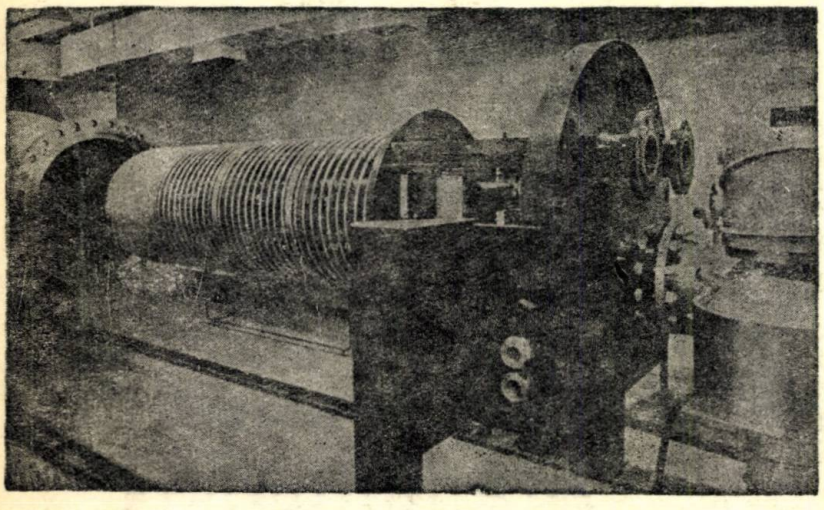


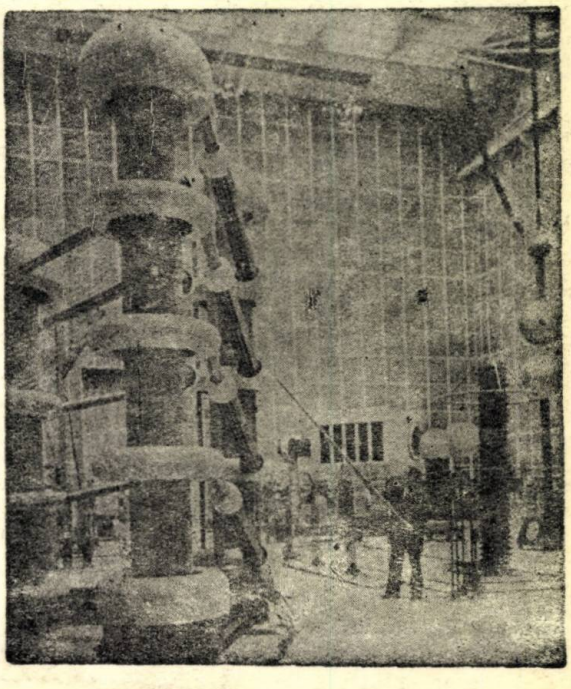
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează în favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E 2040
64

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 24 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1976

grad ridicat

de puritate a materialelor semiconductoare

înaltă

productivitate

largă

automatizare

largă

utilizare

se pot obține NUMAI cu dispozitivul REDMET - 10 destinat pentru obținerea monocristalelor prin metoda extragerii din metalul topit.

Caracteristici tehnice :

Diametrul maxim al cristalelor formate : 75 mm ;
Mărimea șarjei :
de siliciu, pînă la 4,0 kg ;
de germaniu, pînă la 4,0 kg
Temperatura maximă la încălzitor 1 750° C

Vidul (în stare rece) 2.10^{-5} torri
Viteza de deplasare a amorsei :
activă 0,1 la 5,0 mm/min ;
accelerată 200 mm/min
Deplasarea axială a amorsei 100 mm.

Adresați comenzile dv. la :

V/O TECHMASHEXPORT
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568. Telefon 147 15 62

TECHMASHEXPORT

PUBLICOM

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 7 octombrie 1976

CUPRINS

CZ 621.313.32

MAŞINA SINCRONĂ LINIARIZATĂ
ECUAŢII DE FUNCŢIONARE
COORDONATE DE FAZĂ

Crişan, O. : **Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată.**
I. Sistematizarea şi ordonarea convenţiilor şi ipotezelor. Ecuaţii în coordonate de fază.

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 217–226

În lucrare se propune o clasificare sistematizată a ipotezelor ce se adoptă în teoria maşinii liniare, luîndu-se în considerare natura ipotezelor şi gradul cu care acestea deformează situaţia reală.

CZ 621.313.30

MAŞINI SINCRONE
INDUCTIVITĂŢI OPERAŢIONALE
SCHEME ECHIVALENTE

Cîmpeanu, A. : **Asupra determinării unor parametri ai maşinii sincrone.**

E.E.A.– **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 226–231

Se prezintă metode de determinare a unor parametri aferenţi maşinii sincrone.

CZ 621.316.11

MAŞINI SINCRONE
SISTEM HOMOPOLAR DE
FRECVENŢĂ

Drăgănescu, O. : **Metode pentru determinarea impedanţei de succesiune homopolară la maşinile sincrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 231–240

Se propun patru metode de determinare a impedanţei homopolare corespunzătoare armonicii fundamentale, utilizîndu-se sistemul homopolar de frecvenţă triplă şi punîndu-se în evidenţă dependenţa valorii impedanţei homopolare de starea de magnetizare a circuitului magnetic.

CZ 628.971.7

ILUMINATUL PUBLIC
LĂMPI CU VAPORI DE SODIU
CALCUL, PROIECTARE

Prisăcaru, V., Botez, C., Prisăcaru, A. : **Iluminarea economică şi modernă a pieţelor – intersecţii cu trafic intens.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 240–247

Lucrarea cuprinde o metodă de calcul pentru proiectarea instalaţiilor de iluminat suprafeţe mari, utilizînd corpuri de iluminat cu două plane de simetrie şi stîlpi înalţi.

CZ 621.3.016.34 ; 621.315.2

CABLURI ELECTRICE SUBTERANE
SUPRASARCINI,
REGIM TERMIC

Panaite, V. : **Calculul suprasarcinilor de urgenţă pentru cablurile electrice subterane.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 247–253

Se stabileşte regimul termic al unui cablu electric subteran pentru o încercare variabilă şi se determină suprasarcina pe care o poate suporta cablul la momentul considerat.

CZ 621 – 831 ; 621.34 ; 677.054

ACŢIONARE ELECTRICĂ
MOTOARE ASINCRONE
SARCINI PULSATORII
FACTOR DE PUTERE

Bergman, I., Thirer, N. : **Cu privire la optimizarea parametrilor schemei echivalente a motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut, cu ajutorul calculatorului numeric.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 254–260

Studiul parametrilor de funcţionare a motorului asincron de antrenare a unui război de ţesut, cu un calculator numeric.

CZ 621.317.785.082.744

CONTOARE DE INDUCŢIE
ECUAŢII MAXWELL
MOMENT CUPLU ACTIV

Cepişcă, C., Pantelimon, B. : **Momentul cuplului activ la contoarele de inducţie trifazate cu capacitate mare de măsurare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 261–267

Se prezintă stabilirea unei relaţii analitice de calcul pentru momentul cuplului activ al contoarelor de inducţie trifazate cu capacitate mare de măsurare.

CZ 621.3.014.31 ; 621.317.79

APARATE DE COMUTAŢIE
ARC ELECTRIC

Bircă, C. T. : **Condiţii de stingere a arcului electric în camerele de stingere plate.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p. 267–271

Lucrarea propune un model matematic pentru tensiunea arcului care permite preliminarea unor parametri pentru proiectare.

TEZĂ DE DOCTORAT 272

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNASESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45–47, Bucureşti, cont viramen-nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar – 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23–25. C. 1429. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. –ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" – departamentul export-import presă – Bucureşti – Calea Griviţei, nr. 64–66 P.O.B.–2001.–Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.32

КООРДИНАТЫ ФАЗЫ
МАШИНЫ СИНХРОННЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ
УРАВНЕНИЯ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Кришан, О.: **Уравнения функционирования для синхронной линейной машины. I. Систематизация и упорядочение соглашений и предположений. Управления в координатах фазы.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, октябрь 1976, стр. 217–226

В работе представляется систематизированная классификация предположений применяемых в теории линейных машин имея в виду существо предположений и степень в которой они деформируют реальную ситуацию.

УДК 621.313.30

ИНДУКТИВНОСТИ ОПЕРАЦИОННЫЕ
МАШИНЫ СИНХРОННЫЕ
СХЕМЫ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ

Кымпяну, А.: **Относительно определенеия параметров синхронной машины.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, октябрь 1976, стр. 226–231

Пееедставлены методы определения некоторых пара-r метров присущих синхронной машине.

УДК 621.316.11

МАШИНЫ СИНХРОННЫЕ
СИСТЕМА ГОМОПОЛЯРНОЙ ЧАСТОТЫ

Дрэгэнеску, О.: **Метод определения имиеденса гомополярной последовательности у синхронных машин.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, октябрь 1976, стр. 231–240

Предложено четыре метода определения гомополярного импеданса, соответствующего фундаментальной гармонике, используя гомополярную систему тройной частоты и подчёркивая отношение величины гомополярного импеданса от состояния магничивания магнитной цепи.

УДК 628.971.7

ВЫЧИСЛЕНИЕ
ЛАМПЫ С НАТРИЕВЫМИ ПАРАМИ
ОСВЕЩЕНИЕ ПУБЛИЧНОЕ

Присэкару, В., Ботез, К., Присэкару, А.: **Экономическое и современное освещение площадей и перекресток с интенсивным трафиком.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, октябрь 1976, стр. 241–247

В работе излагается вычислительный метод для проектирования установок для освещения больших поверхностей, используя осветительные лампы с двумя симметрическими планами и высокими столбами.

УДК 621.3.016.34:621.315.2

КАБЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОДЗЕМНЫЕ
ПЕРЕГРУЗКИ
РЕЖИМ ТЕРМИЧЕСКИЙ

Панаите, В.: **Срочное вычисление перегрузок для подземных кабелей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, октябрь 1976, стр. 247–253

Определяется тремический режим электрического подземного кабеля для переменного испытания и определяется перегрузка, которую может выдерживать кабель в определенный момент.

УДК 621–831: 621.34: 677.054

ДВИГАТЕЛИ СИНХРОННЫЕ
АНГРУЗКИ ПУЛЬСИРУЮЩИЕ
ПРИВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ФАКТОР МОЩНОСТИ

Бергман, И,: Тирер, Н,: **Относительно оптимизации парамттров эквивалентной схемы асинхронных двигателей приводов ткацких станков при помощи ЦВМ.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, октябрь 1976, стр. 254–260

Исследование параметров функционирования асинхронного двигателя привода ткацкого станка при помощи ЦВМ.

УДК 621.317.785.082.744

МОМЕНТ АКТИВНЙ ПАРЫ
СЧЕТЧИКИ ПРОМЫШЛЕННЫЕ
УРАВНЕНИЯ МАКСВЕЛЯ

Чепишкэ, К., Пантелимон, В.: **Момент активной пары у индукционных трТхфазных счТтчиков с большой измерительной способностью.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24** nr. 7, октябрь 1976, стр. 261–267

Представлен образ определения аналитического выражения для вычисления момента активной пары индукционных трёхфазных счётчиков с большой измерительной спосцбностью.

УДК 621.3.014.31:621.317.79

АППАРАТЫ КОММУТАЦИОННЫЕ
ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ

Быркэ, К. Т.: **условия гашения электрической дуги в плоских камерах гашения.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 24** nr. 7, октябрь 1976, стр. 267–271

Работа предлагает математическую модель для напряжения дуги, позволяющую предварелие некоторых параметров для проектирования.

ДОКТОРСКИЕ ГИССРТАЦИИ 272

INHALT

DK 621.313.32

SYNCHRONMASCHINE
FUNKTIONSGLEICHUNGEN
PHASENKOORDONATEN

Crişan, O. : **Die Funktionsgleichungen der liniarisierten Synchronmaschine. I. Systematisierung und Anordnung der Vereinbarungen und der Hypothesen (Annahmen). Gleichungen in Phasenkoordonaten.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 217–226

Es wird eine systematische Klassifikation der Hypothesen, die in der Theorie der Linearmaschine angewendet werden vorgeschlagen, mit Bezugnahme auf die Eigenart der Hypothesen und dem Beiragderselben zu der Realsituation.

DK 621.313.30

SYNCHRONMASCHINEN
OPERATIONALINDUKTIVITAT
ERSATZSCHALTUNGEN

Cimpeanu, A. : **Bezüglich der Festelgung der Kennwerte der Synchronmaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 226–231

Es werden die Ermittlungsmethoden einiger charakterististichen Kennwerte für die Synchronmaschine dargelegt.

DK 621.316.11

SYNCHRONMASCHINEN
HOMOPOLARES FREQUENZ-SYSTEM

Drăgănescu, C. : **Methode für die Ermittlung der homopolaren Mitimpedanz der Synchronmaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 231–240

Es werden 4 Vorschläge gemacht, die sich auf die Ermittlung der homopolaren Mitimpedanz, entsprechend der ersten Oberschwingung beziehen; dabei wird das homopolare dreifache Frequenzsystem angewendet, indem der Wert der homopolaren Impedanz auf den Magnetisierungszustand des Magnetkreises bezogen wird.

DK 628.971.7

STRASSENBELEUCHTUNG
NATRIUMDAMPFLAMPEN
BERECHNUNG

Prisăcaru, V., Botez, C., Prisăcaru, A. : **Wirtschaftliche und moderne Beleuchtung der Marktplätze, Kreuzungen mit intensivem Verkehr.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 240–247

Die Arbeit enthält eine Berechnungsmethode für den Entwurf der Beleuchtungsanlagen grosser Flächen, wobei Beleuchtungskörper mit zwei Symetrieebenen und hohe Tragmaste verwendet werden.

DK 621.3.016.34 ; 621.315.2

ELEKTRISCHE ERDKABEL
UBERLAST
WARMEBETRIEBSZUSTAND

Panaite, V. : **Berechnung des Überlastes für Erdkabel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct. 1976, S. 247–253

Es wird der Wärmebetriebszustand für ein elektrisches Erdkabel bei veränderlichen Versuch dargelegt und die Uberlast festgestellt, die vom Kabel im gegebenen Augenblick ausgehalten wird.

DK 621–831 ; 621.34 ; 677.054

ELEKTRISCHER ANTRIEB
SYNCHRONMASCHINEN
INTERMITTIERENDE BELASTUNGEN
LEISTUNGSFAKTOR

Bergman, I., Thirer, N. : **Bezüglich der Optimierung mit Hilfe des Digitalrechners der Kennwerte der Ersatzschaltung der Asynchronmotoren für den Antrieb der Webstühle.**

EE.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 254–260

Studium der Betriebskennwerte des Asynchronmotors mit Hilfe eines Digitalrechners für den Antrieb eines Webstuhls.

DK 621.317.785.082.744

INDUKTIONSZÄHLER
MAXWELLGLEICHUNGEN
AKTIVES DREHMOMENT

Cepişcă, C., Pantelimon, V. : **Das aktive Drehmoment bei den dreiphasen Induktionszählern grosser Kapazität.**

E.E.A – **Electrotehnica 24**, Nr. 7, oct 1976, S. 261–267

Für das aktive Drehmoment der Dreiphaseninduktionszähler grosser Kapazität wird eine analytische Rechenmethode entwickelt.

DK. 621.3.014.31 ; 621.317.79

SCHALTAPPARATE
ELEKTRISCHER LICHTBOGEN

Bircă, C. T. : **Bedingungen für die Lichtbogenauslöschung in flachen Kammern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, S. 267–271

Es wird ein mathematisches Modell für die Spannung des Lichtbogens vorgeschlagen, welches eine Vorausrechnung gewisser Kennwerte für die Projektierung gestattet.

DOKTORARBEITEN

SUMMARY

DC 621.313.32

LINEAR SYNCHRONOUS MACHINE
FUNCTIONING EQUATIONS
PHASE CO-ORDINATES

Crişan, O. : **Functioning equations of the linear synchronous machine. I. Planning and order of the conventions and hypotheses. Equations with phase co-ordinates.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 217–226

The article suggests an orderly classification of the hypotheses adopted by the theory of the linear machine taking into consideration the nature of the hypotheses and the extent to which they distort the real situation.

DC 621.313.30

SYNCHRONOUS MACHINES
OPERATIONAL INDUCTIVITIES
EQUIVALENT CIRCUITS

Cimpeanu, A. : **On the determination of several parameters the synchronous machine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 226–231

Methods for the determination of several parameters of the synchronous machine are presented.

DC 621.316.11

SYNCHRONOUS MACHINE
HOMOPOLAR FREQUENCY SYSTEM

Drăgănescu, C. : **Methods for the determination of the homopolar impedance in synchronous machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 231–240

The article presents four methods for the determination of the homopolar impedance corresponding to the fundamental harmonic using the tripple frequency homopolar system and pointing out the dependence of the homopolar impedance on the magnetization of the magnetic circuit.

DC 628.971.7

URBAN LIGHTNING
NATRIUM VAPOUR LAMP
COMPUTATION

Prisăcaru, V., Botez, C., Prisăcaru, A. : **Economic and modern lightning of squares and high traffic crossings.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 240–247

The paper presents a computing method fot the desing of large areas lightning installations using two symmetry plane illuminators and high street lightning columns.

DC 621.3.016.34 ; 621.315.2

BURIED ELECTRICAL CABLE
OVERLOADS
THERMAL REGIME

Panaite, V. : **Overloads calculation for the buried electrical cables.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 247–253

The thermal regime of a buried electrical cable is established for a variable test, and the overload which can be tolerated by the cable at the given moment, is determined.

DC 621–831 ; 621.34 ; 677.054

ELECTRICAL DRIVE
INDUCTION MOTORS
PULSATING LOADS
POWER FACTOR

Bergman, I., Thirer, N. : **On the parameters optimization of the looms drivind induction motor equivalent circuit, by means of the digital computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 254–260

The study of the operating parameters of the loom driving induction motor, by means of a digital computer.

DC 621.317.785.082.744

INDUCTION METERS
MAXWELL EQUATIONS
ACTIVE TORQUE MOMENTUM

Cepişcă, C., Pantelimon, B. : **The active torrue momentum at the three-phase induction meters with high measuring capacity.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 261–267

The paper deals with the determination of a computing analytical relation for the active torque momentum of the high measuring capacity three-phase induction meters.

DC 621.3.014.31 ; 621.317.79

SWITCH APPARATUSES
ELECTRIC ARC

Bîrcă, C. T. : **Condition of electric arc blowing-out in flat blow-out chambers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 7, Oct 1976, p. 267–271

The paper suggests a mathematical model for the arc voltage, which offers the possibility to determine beforehand some of the desing parameters.

DOCTORS DEGREE THESES

SOMMAERE

CD 621.313.32

MACHINE SYNCHRONE LINÉARISÉE
EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT
COORDONNEE DE PHASE

Crişan, O. : **Les équations de fonctionnement pour la machine synchrone linéarisée. I. Systématisation et rangement des conventions et des hypothèses. Equations en coordonnées de phase.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 217–226

L'ouvrage propose une classification systmatisée des hypothèses qu'on adopte pour la théorie de la machine linéaire, en considérant la nature des hypothèses et le degré avec lequel celles-ci déforment la situation réelle.

CD 621.313.30

MACHINES SYNCHRONES
INDUCTIVITES OPERATIONNELLES
SCHEMAS EQUIVALENTS

Cîmpeanu, A. : **Sur la détermination de certains paramètres de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 226–231

On présente des méthodes de détermination de certains paramètres afférents à la machine synchrone.

CD 621.316.11

MACHINES SYNCHRONES
SYSTEME HOMOPOLAIRE DE
FREQUENCE

Drăgănescu, C. : **Méthodes pour la détermination de l'impédance de succession homopolaire pour les machines synchrones.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 231–240

On propose quatre méthodes de détermination de l'impédance homopolaire correspondantes à l'harmonique fondamentale, en utilisant le système homopolaire de fréquence triple et en faisant ressortir la dépendance de la valeur de l'impédance homopolaire d'état de magnétisation des circuits magnétiques.

CD 628.971.7

ECLAIRAGE PUBLIC
LAMPES A VAPEURS DE SODIUM
CALCUL

Prisăcaru, V., Botez, C., Prisăcaru, A. : **L'éclairage économique et moderne des places, intersections à trafic intense.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 240–247

L'ouvrage comprend une méthode de calcul pour le développement des installations d'éclairage pour grandes surfaces, en utilisant des corps d'éclairage à deux plans de symétrie et de hauts poteaux.

CD 621.3.016.34 ; 621.315.2

CÂBLES ÉLÈCTRIQUES SOUTERRAINS
SURCHARGES
REGIME THERMIQUE

Panaite, V. : **Calcul des surcharges d'urgence pour câbles éléctriques souterrains.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 247–253

On établit le régime thérmique d'un câble élèctrique souterrain pour une essai variable et on détermine la surcharge que le câble peut supporter au moment qu'on considère.

CD 621–831 ; 621.34 ; 677.054

ACTIONNEMENT ELECTRIQUE
MOTEURS SYNCHRONES
CHARGES PULSATOIRES
FACTEUR DE PUISSANCE

Bergman, I., Thirer, N. : **Concernant l'optimisation des paramètres du schéma équivalent des moteurs synchrones d'actionnement des métiers à tisser, à l'aide du calculateur numérique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 254–260

Étude des paramètres de fonctionnement du moteur synchrone d'actionnement d'un métier à tisser, à l'aide d'un calculateur numérique.

CD 621.317.785.082.744

COMPTEURS D'INDUCTION
EQUATIONS MAXWELL
MOMENT COUPLE ACTIF

Cepişcă, C., Pantelimon, B. : **Le moment du couple actif pour les compteurs d'induction triphasés à grande capacité de mesure.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, Oct 1976, p. 261–267

On présente la détermination d'un relation analytique de calcul pour le moment du couple actif des compteurs d'induction triphasés à grande capacité de mesure.

CD 621.3.014.31 ; 621.317.79

APPAREILS DE COMMUTATION
ARC ELECTRIQUE

Bîrcă, C. T. : **Conditions d'extinction de l'arc électrique dans les chambres d'extinction plates.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 7, oct 1976, p, 267–271

L'ouvrage propose un modèle mathématique pour la tension de l'arc qui permet la prélimination de certains paramètres pour projection.

THÈSES DE DOCTORAT

CZ 621.313.32

Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată

I. Sistematizarea şi ordonarea convenţiilor şi ipotezelor. Ecuaţiile în coordonate de fază

OVIDIU CRIŞAN* — Timişoara

Introducere

Maşina sincronă, întîlnită în majoritatea cazurilor în situaţia de generator sincron, reprezintă principala instalaţie din cadrul sistemului electroenergetic. Datorită rolului său activ în cadrul sistemului, unde este folosită pentru furnizarea energiei electrice, pentru modificarea tensiunii şi frecvenţei, pentru modificarea circulaţiei de putere activă şi reactivă etc., ea se bucură de o deosebită atenţie din partea proiectanţilor, constructorilor, inginerilor şi cercetătorilor angrenaţi în rezolvarea problemelor de sistem.

Condiţiile actuale şi tendinţele de viitor au determinat intensificarea preocupărilor referitoare la funcţionarea maşinii sincrone. Astfel, considerentele economice au determinat ca odată cu creşterea puterii totale instalate în sistem să crească şi puterea unitară a generatoarelor, ceea ce s-a putut realiza printr-o utilizare mai intensă a tuturor materialelor componente ale maşinii. Drept urmare, unităţile generatoare noi, cu putere mărită, se caracterizează prin reactanţe şi factor de putere nominal mai mari şi inerţie mai mică decît unităţile mai vechi [1—5]. În acelaşi timp, utilizarea resurselor îndepărtate de centrele de consum, a necesitat construirea liniilor de transport de lungime mare, care au introdus reactanţe mari în sistem. Toţi aceşti factori determină reducerea rezervelor de putere a maşinilor sincrone faţă de limitele de funcţionare stabilă, ceea ce impune o cunoaştere mai profundă a limitelor de putere şi a regimurilor de funcţionare.

În prezent, ecuaţiile de funcţionare a maşinii sincrone se folosesc aproape în unanimitate sub forma teoriei celor două reacţii, introdusă de Park. Dar, datorită faptului că această teorie a fost preluată simultan de şcoli diferite de cercetare, există în prezent un număr mare de forme de exprimare pentru aceste ecuaţii, cu toate că ele descriu acelaşi conţinut [6—8]. Deosebirile esenţiale care se remarcă între diferitele forme de exprimare a ecuaţiilor se referă la asocierea sensurilor pozitive ale curentului şi tensiunii la bornele înfăşurărilor, la modul de scriere a legii inducţiei electromagnetice, la alegerea poziţiei relative a celor două axe de simetrie rotorică, la asocierea curentului şi fluxului din înfăşurări, la alegerea coeficienţilor din matricele de transformare, la alegerea mărimilor de bază.

În anexa 1 se prezintă cîteva din cele mai reprezentative deosebiri ce se manifestă în literatură, în scrierea ecuaţiilor, precum şi autorii care susţin convenţiile respective.

Existenţa unei diversităţi aşa de mari creează unele dificultăţi în urmărirea literaturii de specialitate, ceea ce explică preocuparea unor organisme de prestigiu pentru stabilirea unei forme unitare de scriere a ecuaţiilor [9].

* Dr. ing. *Crişan O.* este conferenţiar la Catedra de electroenergetică a Institutului politehnic — Timişoara.

1. Mașina sincronă reală liniarizată

Se vor determina ecuațiile de funcționare a mașinii sincrone liniarizate, în sistemul de coordonate ale mărimilor de fază.

1.1. Caracteristicile generale ale mașinii. Pentru determinarea ecuațiilor se va considera o mașină sincronă de bază, cu următoarele caracteristici esențiale :

— *este o mașină trifazată*, cum de altfel sînt, practic, toate mașinile sincrone existente în exploatare ;

— *are o singură pereche de poli.* Se adoptă această reprezentare pentru a se putea urmări mai ușor fenomenele ce au loc în mașină. Existența unui număr mărit de perechi de poli nu are influență asupra formei ecuațiilor înfășurărilor ;

— *are rotorul construit cu poli aparenți.* În realitate, o mașină trifazată cu o pereche de poli, avînd o turație rotorică ridicată, se construiește cu rotor cilindric. În scopul obținerii unor ecuații cu un grad mai ridicat de generalitate se consideră rotorul cu poli aparenți, ceea ce introduce o nesimetrie magnetică între circuitele din cele două axe rotorice (chiar și mașina cu rotor cilindric prezintă o nesimetrie magnetică în cele două axe, dar mai redusă) ;

— *posedă, în rotor, o înfășurare de excitație*, în axa polilor, cum practic, este situația pentru toate mașinile existente, în prezent, în exploatare ;

— *posedă o înfășurare de amortizare* în capetele polilor rotorici. Aceasta s-a introdus pentru a se putea descrie cazul general, inclusiv acela cînd există asemenea înfășurare.

1. 2. Ipoteze simplificatoare acceptate pentru obținerea ecuațiilor mașinii reale liniarizate. Ecuațiile mașinii sincrone, obținute în cadrul unei teorii de bază, trebuie să descrie fenomenele esențiale din mașină pe o cale cît mai directă și mai accesibilă. În acest scop, se acceptă anumite simplificări față de caracteristicile și fenomenele din mașina reală.

La adoptarea simplificărilor se va avea în vedere faptul că mașina sincronă este o componentă a sistemului electroenergetic și, deci, este necesar să se scoată, în evidență, în primul rînd, mărimile care reliefează fenomenele energetice esențiale din mașină.

Ipotezele simplificatoare se vor împărți în 4 categorii, în funcție de natura lor și de influența lor asupra funcționării mașinii :

I — Ipoteze referitoare la aspectul constructiv al mașinii :

— din punct de vedere constructiv, mașina se consideră, perfect simetrică față de axa centrală de rotație rotorică ;

— înfășurările se presupun repartizate simetric față de axa lor de simetrie și așezate simetric una față de alta, în concordanță cu cerințele impuse de construcția trifazată ; se precizează că pentru reprezentarea mașinii, se utilizează forma concentrată a înfășurărilor (fig. 1). Dar această reprezentare denaturată nu are nici o consecință de conținut, deoarece

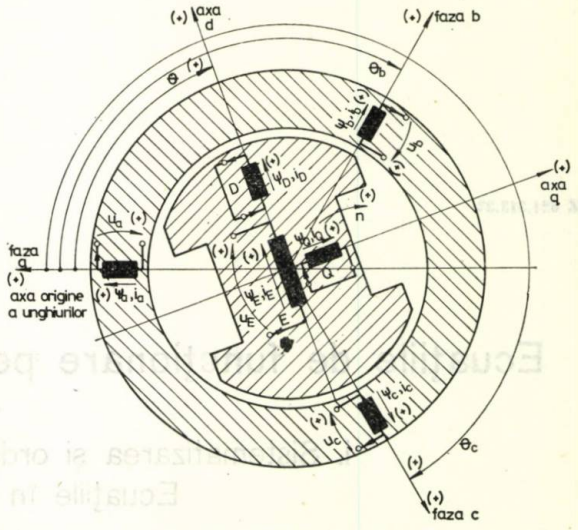


Fig. 1. Reprezentarea simplificată a mașinii sincrone reale.

la obținerea ecuațiilor, efectul înfășurărilor se va considera în forma sa reală.

— se consideră cunoscute toate dimensiunile componentelor mecanice, electrice și izolante ale mașinii ;

— se consideră cunoscute calitățile mecanice, electrice și magnetice ale tuturor materialelor componente ale mașinii.

Ipotezele menționate sînt utile și necesare la determinarea prin calcul a parametrilor mașinii.

Deoarece proiectarea, construcția și montarea mașinii se efectuează cu o atenție deosebită, ipotezele de categoria I sînt îndeplinite practic în totalitate.

II — Ipoteze referitoare la fenomenele cu efect minor asupra fluxului rezultant în întrefier ;

— se neglijează modificarea rezistenței înfășurărilor cu temperatura ;

— se neglijează fenomenul pelicular din conductoarele înfășurărilor ;

— se neglijează efectul crestăturilor asupra fluxului din întrefier ;

— se neglijează efectul capacităților dintre spirele înfășurărilor sau dintre înfășurări, deoarece nu se vor urmări fenomenele de undă.

Se menționează că la determinarea parametrilor mașinii prin calcul sau experimentare se iau în considerare implicit fenomenele din categoria a II-a, prin efectul lor mediu din regimul normal de funcționare.

Rezultă, deci, că ipotezele de categoria a II-a sînt satisfăcute în mare măsură.

De asemenea, se menționează că fenomenele din această categorie, dintre care majoritatea

sînt neliniare, se pot analiza în detaliu dacă se urmăresc anumite regimuri particulare ale mașinii.

III — Ipoteze referitoare la fenomenele cu efect major asupra fluxului principal rezultant în întrefier, dar pentru care se acceptă o reprezentare simplificată :

— înfășurarea de amortizare, în conformitate cu efectul său rezultant se consideră formată din două înfășurări scurtcircuitate, cu parametrii constanți, fără cuplaje între ele, așezate fiecare într-una din axele rotorice [10, p. 56], [11], [12].;

— tensiunile magnetomotoare ale tuturor înfășurărilor din mașină se consideră repartizate în întrefier cosinusoidal în lungul pasului polar, în raport cu axele de simetrie ale înfășurărilor respective [10, p. 14], [13], [14].

Prin acceptarea ipotezelor menționate, se neglijează anumite componente secundare ale fluxului principal din întrefier, care ar complica foarte mult obținerea ecuațiilor și nu ar corespunde unei abordări practice a problemei.

Funcționarea mașinii și determinările experimentale au demonstrat că simplificările introduse de aceste ipoteze introduc erori acceptabile și, deci, este rațional ca ele să fie adoptate.

IV — Ipoteze referitoare la fenomenele neliniare introduse de miezul magnetic al mașinii, dar care se neglijează în teoria liniară :

— se neglijează saturația mașinii, ceea ce corespunde faptului că toate inductivitățile sînt constante, în raport cu tensiunea sau curentul. De asemenea, prin aceasta se poate aplica principiul suprapunerii tensiunilor magnetomotoare pentru obținerea fluxului rezultant în întrefier [15, p. 22, 23], [16];

— se neglijează curenții turbionari induși în miezul magnetic de variația fluxului [17], [18, p. 224], [19], [20, p. 64];

— se neglijează fenomenul de histereză magnetică din miezul magnetic al mașinii [17], [18, p. 224], [19], [20, p. 64].

Fenomenele cuprinse în categoria IV pot juca un rol important în funcționarea mașinii, în special, în anumite regimuri, dar pentru simplificarea ecuațiilor, ele se neglijează în cadrul teoriei mașinii liniarizate.

Cu toate că numărul ipotezelor este mare, rezultatele experimentale au confirmat că teoria mașinii liniarizate este suficient de exactă, în descrierea fenomenelor esențiale din mașină.

1. 3. Notații și convenții adoptate pentru sensurile pozitive ale mărimilor caracteristice din mașină.

1. 3. 1. Notații. Principalele notații utilizate sînt prezentate în Anexa Nr. 2.

1. 3. 2. Considerente de bază avute în vedere la adoptarea sensurilor pozitive ale mărimilor caracteristice din mașină.

Sensurile pozitive ale mărimilor au fost adoptate avîndu-se în vedere următoarele considerente :

— să se respecte legile de bază din electromagnetism ;

— valorile reale ale mărimilor să rezulte în majoritatea cazurilor pozitive, respectiv sensurile de referință adoptate să corespundă cu regimul normal de funcționare a mașinii ;

— relațiile să rezulte sub o formă simplă și simetrică pentru a se putea reține ușor.

1. 3. 3. Convenții adoptate pentru sensurile pozitive.

Pentru sensurile pozitive, se adoptă următoarele convenții, în ordinea menționării lor (precizate prin săgeți în figura 1) :

1 — sensul de rotație a rotorului se consideră pozitiv în sensul de rotație a acelor de ceasornic (în sens invers sensului trigonometric pozitiv). Această convenție este justificată de faptul că ea corespunde cu tendința naturală de scriere și reprezentare a mișcării de la stînga la dreapta.

Odată sensul de rotație fiind stabilit, succesiunea fazelor statorice este bine stabilită și anume în așa fel încît un pol rotoric să întîlnească fazele statorice, în ordinea succesiunii lor (a, b, c, *a*, *b*) ;

2 — sensul pozitiv al axei polare „*d*" (numită și axă longitudinală sau axă directă) se alege orientat dinspre axa de rotație a mașinii spre exterior, în același sens, cu orientarea fluxului rotoric (polul nord) la regimul normal al mașinii. Această asociere va determina ca la regimul normal al mașinii fluxul în axa rotorică să rezulte pozitiv ;

3 — sensul pozitiv al axei interpolare „*q*" (numită și axă transversală sau axă în quadratură), se alege orientat dinspre axa de rotație a mașinii spre exterior, cu 90° electrice în avans față de axa pozitivă „*d*", măsurat în sensul de rotație.

Alegerea sensului pozitiv al axei „*q*" în modul amintit este în contradicție cu următoarele două considerente :

— axa „*q*" fiind o axă *secundară*, în mașină ar trebui să se situeze în urma axei principale *d* ;

— prin alegerea axei *q*, în avans față de axa *d*, în matricele de transformare trebuie să se introducă semnul (—) pentru mărimile din axa *q*.

Cu toate acestea, s-a ales sensul pozitiv al axei *q* așa cum s-a amintit mai sus, în scopul obținerii pentru regimul normal a unei diagrame fazoriale, situată simetric față de cele două axe rotorice. Diagrama fazorială este fundamentală pentru analiza multor regimuri în mașină și conține mărimile principale, curenții și tensiunile statorice. În regimul principal de funcționare a mașinii, regimul de generator, componentele tensiunilor și curenților statorici rezultă, în diagrama fazorială, în aceeași poziție față de axele *d* și *q* (și anume negative),

numai dacă axa pozitivă q se alege în avans faţă de axa pozitivă d.

4 — Axele fazelor statorice se consideră situate în axa mediană a fiecărei înfăşurări, corespunzător planului în care se obţine valoarea maximă pentru *t.m.m.* a fazei. Sensul pozitiv al acestor axe se consideră orientat dinspre axul de rotaţie al rotorului spre exterior.

În acest mod toate axele înfăşurărilor au aceeaşi orientare, pozitivă, dinspre interior spre exterior.

5 — Se alege drept axă origine a unghiurilor, axa pozitivă a fazei „a", care constituie, astfel, un sistem de referinţă fix. Toate unghiurile din maşină se determină în raport cu această axă şi se consideră pozitive în sensul pozitiv de rotaţie a rotorului.

6 — Poziţia momentană a rotorului se caracterizează prin unghiul θ, dintre axele pozitive „a" şi „d", măsurat în sens pozitiv. S-a adoptat axa „d" drept axă care să caracterizeze poziţia rotorului deoarece în diagramă fazorială unghiul dintre tensiunea indusă şi tensiunea la borne rezultă în regimul de generator ca unghi ascuţit şi reprezintă, practic, în acelaşi timp, unghiul dintre cîmpul rezultant în întrefier şi axa „d" rotorică.

7 — Fluxul (înlănţuirea) în fiecare înfăşurare se consideră pozitiv, dacă este orientat în acelaşi sens cu axa înfăşurării respective.

8 — Curenţii în înfăşurări se consideră pozitivi, în acelaşi sens cu axele pozitive ale înfăşurărilor, înfăşurările fiind considerate realizate înspre dreapta, dinspre borna de intrare a curentului; în acest mod legătura dintre înlănţuire şi curent se va exprima sub forma: $\psi = +Li$.

9 — În cazul în care se determină înlănţuirea determinată de mai multe înfăşurări se va folosi o relaţie de forma: $\psi = \sum Li$.

Ultimele trei convenţii au fost adoptate în ideea reprezentării unitare a tuturor mărimilor caracteristice din înfăşurări (fluxuri şi curenţi) şi anume în acelaşi sens cu axele pozitive ale înfăşurărilor, care au fost şi ele alese, la rîndul lor, în mod unitar şi anume, orientate divergent. De asemenea, convenţiile amintite permit exprimarea înlănţuirilor într-o formă simplă.

10 — Se presupune că dacă se obţine un curent pozitiv sensul este identic cu sensul real al vectorului densitate de curent din conductor, iar pentru o tensiune pozitivă sensul tensiunii se consideră identic cu sensul real al vectorului intensitate de cîmp electric, deci, orientat dinspre potenţialul mai ridicat spre potenţialul mai scăzut:

11 — Regimul de bază al maşinii se consideră regimul de generator. Ca urmare, asocierea curentului cu tensiunea la borne se adoptă în concordanţă cu situaţia fiecărei înfăşurări. Înfăşurarea de excitaţie fiind alimentată din exterior reprezintă un consumator, iar înfăşurările statorice furnizează energie spre exterior, deci, reprezintă o sursă. Adoptarea acestei asocieri determină ca în regimul normal de funcţionare vectorul de energie Poyting să rezulte pozitiv pentru fiecare înfăşurare, în concordanţă cu rolul ei.

12 — Tensiunea electromotoare indusă în înfăşurare se obţine conform legii lui Lenz-Faraday sub forma:

$e = -\frac{d\psi}{dt}$ şi este echivalentă cu o cădere de tensiune în înfăşurare, egală cu $e' = +\frac{d\psi}{dt}$.

Ca urmare, tensiunea la bornele înfăşurării (care acoperă căderea de tensiune în înfăşurare) se va exprima sub forma:

pentru o înfăşurare consumatoare: $u = Ri + \frac{d\psi}{dt}$;

pentru o înfăşurare sursă: $u = -\left(Ri + \frac{d\psi}{dt}\right)$.

13 — Cuplurile care acţionează asupra rotorului se consideră pozitive, dacă acţionează în sensul de rotaţie pozitiv.

1.4. Ecuaţiile de funcţionare a maşinii sincrone reale liniarizate. Pe baza ipotezelor menţionate şi a convenţiilor adoptate se obţine reprezentarea simplificată a maşinii sincrone reale (fig. 1).

Ecuaţiile de funcţionare a înfăşurărilor acestei maşini rezultă:

$$u_a = -R_a \cdot i_a - \frac{d\psi_a}{dt}; \quad u_E = -R_E \cdot i_E + \frac{d\psi_E}{dt};$$

$$u_b = -R_b i_b - \frac{d\psi_b}{dt}; \quad u_D = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = 0; \tag{1}$$

$$u_c = -R_c i_c - \frac{d\psi_c}{dt}; \quad u_Q = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0;$$

unde:

$$\psi_a = L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + L_{aE} \cdot i_E + L_{aD} \cdot i_D + L_{aQ} \cdot i_Q$$

$$\psi_b = L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + L_{bE} \cdot i_E + L_{bD} \cdot i_D + L_{bQ} \cdot i_Q$$

$$\psi_c = L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + L_{cE} \cdot i_E + L_{cD} \cdot i_D + L_{cQ} \cdot i_Q \tag{2}$$

$$\psi_E = L_{Ea} \cdot i_a + L_{Eb} \cdot i_b + L_{Ec} \cdot i_c + L_{EE} \cdot i_E + \\ + L_{ED} \cdot i_D + L_{EQ} \cdot i_Q$$

$$\psi_D = L_{Da} \cdot i_a + L_{Db} \cdot i_b + L_{Dc} \cdot i_c + L_{DF} \cdot i_E + \\ + L_{DD} \cdot i_D + L_{DQ} \cdot i_Q$$

$$\psi_Q = L_{Qa} \cdot i_a + L_{Qb} \cdot i_b + L_{Qc} \cdot i_c + L_{QE} \cdot i_E + \\ + L_{QD} \cdot i_D + L_{QQ} \cdot i_Q.$$

Introducîndu-se notaţiile matriceale prezentate în anexa 3, sistemele (1) şi (2) se pot exprima sub forma:

$$[u]_{sf} = -[R]_{sf}[i]_{sf} - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\psi]_{sf}, \\ [u]_{rf} = [R]_{rf} \cdot [i]_{rf} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\psi]_{rf}, \tag{3}$$

unde:

$$[\psi]_{sf} = [L]_{ssf}[i]_{sf} + [L]_{srf}[i]_{rf}, \\ [\psi]_{rf} = [L]_{rsf}[i]_{sf} + [L]_{rrf}[i]_{rf}. \tag{4}$$

Se precizează că aceste relaţii sînt valabile şi pentru maşina sincronă reală neliniară.

Expresiile inductivităţiilor obţinute pe baza ipotezelor amintite, sînt prezentate în Anexa 4.

Pentru obţinerea sistemului complet de ecuaţii este necesar ca la sistemele (3) şi (4) să se adauge şi ecuaţia de mişcare. Conform dezvoltărilor prezentate în anexa 5, pentru ecuaţia de mişcare se obţine relaţia (A. 5. 18):

$$C_e + C_m = \frac{J}{p} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2} \tag{5'}$$

sau:

$$\frac{p}{2\left(\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\right)}[i]_{f \cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f \cdot t}\right)[i]_f + C_m = \frac{J}{p} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2}, \tag{5}$$

Ecuaţiile (3), (4) şi (5) descriu complet funcţionarea maşinii sincrone liniarizate, pentru orice regim de funcţionare, în cazul mărimilor exprimate în coordonatele de fază.

ANEXA Nr. 1

Unele deosebiri constatate în literatura de specialitate în ceea ce priveşte convenţiile adoptate pentru mărimile pozitive şi scrierea ecuaţiilor maşinii

Autorul	Convenţia la care se face referire	Poziţia relativă a axei rotorice q faţă de axa rotorică d, în sensul de rotaţie		Exprimarea legii inducţiei electromagnetice		Asocierea curenţilor şi tensiunii la bornele înfăşurărilor		Adoptarea sensurilor pozitive ale curenţilor		Forma relativă a matricelor de transformare pentru diferite mărimi		Valoarea coeficienţilor matricelor de transformare		Mărimile de bază adoptate la determinarea unităţilor relative	
	Variante adoptate	$+90°$ grade electrice	$-90°$ grade electrice	$e = \frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t}$	$e = -\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t}$	pentru toate înfăşurările coresp. receptorului	pentru înfăşurările statorice coresp. sursei	acelaşi sens în rotor faţă de stator	în stator sens opus cu rotorul	aceleaşi matrice pentru toate mărimile	matrice diferite pentru curenţi şi tens.	$\frac{2}{3}$	alte valori	mărimile nominale ale maşinii pentru toate înfăşurările	mărimile nominale pentru stator, mărimile nominale rotorice pentru rotor
Adkins [15]			*		*	*		*		*		*		*	
Dordea [17]		*			*		*	*			*		2/3,1	*	
Fitzgerald [18]		*		*		*		*		*		*		*	
Nedelcu [20]		*			*		*	*		*			1	*	*
Concordia [21]		*		*			*		*	*		*			*
Lewis [22]			*		*		*		*	*			$\sqrt{2/3}$	*	
O'Kelly [23]		*			*	*		*		*			$\sqrt{2/3}$		
Hancoock [24]			*		*	*		*		*			$\sqrt{2/3}$		

ANEXA Nr. 2

Notaţii utilizate

— pentru indicii înfăşurărilor de fază statorice : a, b, c ;

— pentru indicii înfăşurărilor rotorice : E pentru excitaţie, D pentru amortizarea în axa polară, Q pentru amortizarea în axa interpolară ;

— pentru parametrii înfăşurărilor : R pentru rezistenţa în Ohmi şi L pentru inductivitatea în Henry, purtînd indicii înfăşurărilor la care se referă ;

— pentru valorile momentane ale mărimilor variabile aferente înfăşurărilor : u pentru tensiunea la borne în volţi ; i pentru curentul în înfăşurări în amperi ; ψ pentru înlănţuirea înfăşurărilor în Weberxspire, fiecare purtînd indicii înfăşurărilor la care se referă ;

— pentru cuplurile raportate la întrefier : C_m pentru cuplul mecanic ; C_e pentru cuplul electromagnetic, în Newton * metru ;

— pentru axele de simetrie ale rotorului : d pentru axa polară şi q pentru axa interpolară ;

— pentru poziţia momentană a rotorului : θ, în grade electrice ;

— pentru turaţia rotorului : n, în rotaţii pe secundă ;

— pentru numărul perechilor de poli : p, în număr perechi de poli ;

— pentru momentul de inerţie al rotorului turbinei + generatorului (al maselor de rotaţie) redus la arborele maşinii : J în kilograme * metru^2.

ANEXA Nr. 3

Notaţiile matriceale utilizate pentru mărimile caracteristice înfăşurărilor maşinii reale

Indici utilizaţi :

s — pentru mărimile statorice ;
r — pentru mărimile rotorice ;
ss, rr — pentru mărimile proprii statorice, respectiv rotorice ;
sr, rs — pentru mărimile mutuale între stator şi rotor ;
f — pentru mărimile exprimate în coordonatele de fază ale maşinii, respectiv în sistemul de coordonate fix al maşinii reale, legat de stator ;
t — pentru matricele transpuse.

Notaţii matriceale

Matricele coloană ale variabilelor :

$$[u]_{sf} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad [u]_{rf} = \begin{bmatrix} u_E \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$[u]_f = \begin{bmatrix} [u]_{sf} \\ [u]_{rf} \end{bmatrix},$$

$$[i]_{sf} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [i]_{rf} = \begin{bmatrix} i_E \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \quad [i]_f = \begin{bmatrix} [i]_{sf} \\ [i]_{rf} \end{bmatrix},$$

$$[\psi]_{sf} = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \quad [\psi]_{rf} = \begin{bmatrix} \psi_E \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}, \quad [\psi]_f = \begin{bmatrix} [\psi]_{sf} \\ [\psi]_{rf} \end{bmatrix},$$

Matricele pătrate ale parametrilor :

$$[R]_{ssf} = \begin{matrix} \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} a & b & c \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} R_{aa} & R_{ab} & R_{ac} \\ R_{ba} & R_{bb} & R_{bc} \\ R_{ca} & R_{cb} & R_{cc} \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} =$$

$$= R[1]$$

$$[R]_{rrf} = \begin{matrix} \\ E \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} E & D & Q \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} R_{EE} & R_{ED} & R_{EQ} \\ R_{DE} & R_{DD} & R_{DQ} \\ R_{QE} & R_{QD} & R_{QQ} \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{bmatrix} R_{EE} & 0 & 0 \\ 0 & R_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & R_{QQ} \end{bmatrix}$$

$[R]_{rsf} = [R]_{rf} = [0]$ şi deci se poate nota :

$$[R]_{ssf} = [R]_{sf}, \quad [R]_{rrf} = [R]_{rf}$$

$$[R]_f = \begin{matrix} \\ sf \\ rf \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} sf & rf \end{matrix} \\ \left[\begin{array}{c|c} [R]_{sf} & [0] \\ \hline [0] & [R]_{rf} \end{array}\right] \end{matrix}$$

$$[L]_{ssf} = \begin{matrix} \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} a & b & c \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[L]_{srf} = \begin{matrix} \\ a \\ b \\ c \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} E & D & Q \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} L_{aE} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{bE} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{cE} & L_{cD} & L_{cQ} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[L]_{rrf} = \begin{array}{c} \\ E \\ D \\ Q \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} E & D & Q \end{array} \\ \begin{bmatrix} L_{EE} & L_{ED} & L_{EQ} \\ L_{DE} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QE} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \end{array},$$

$$[L]_{rsf} = \begin{array}{c} \\ E \\ D \\ Q \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \\ \begin{bmatrix} L_{Ea} & L_{Eb} & L_{Ec} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} \end{bmatrix} \end{array}$$

$$[L]_f = \begin{array}{c} \\ sf \\ rf \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cc} sf & rf \end{array} \\ \left[\begin{array}{c|c} [L]_{ssf} & [L]_{srf} \\ \hline [L]_{rsf} & [L]_{rrf} \end{array}\right] \end{array}$$

și evident : $[\psi]_f = [L]_f\,[i]_f$.

ANEXA Nr. 4

Expresiile inductivităților mașinii sincrone reale liniarizate

Pe baza ipotezelor amintite în paragraful 1.2, rezultă următoarele expresii pentru componentele matricelor inductivităților, funcție de unghiul θ [15], [18] :

unde :

$$L_0 = \frac{L_{aa\,\max} + L_{aa\,\min}}{2}, \quad L_2 = \frac{L_{aa\,\max} - L_{aa\,\min}}{2},$$

$$L_0' \cong \frac{L_0}{2}, \quad L_2' = L_2$$

și :

$$L_{aa\,\max} = L_{aa|\theta^\circ=0}, \quad L_{aa\,\min} = L_{aa|\theta=90^\circ},$$

iar :

$$M = L_{aE|\theta=0^\circ}, \quad M' = L_{aD|\theta=0^\circ}, \quad M'' = L_{aQ|\theta=-90^\circ}.$$

ANEXA Nr. 5

Determinarea ecuației de mișcare a rotorului

În scopul obținerii ecuației de mișcare a rotorului se utilizează relațiile care descriu bilanțul energetic al mașinii.

Mașina sincronă propriu-zisă are trei categorii de legături cu exteriorul (fig. 2) : o legătură electrică, prin intermediul înfășurărilor statorice, cu rețeaua și sistemul electroenergetic la care se conectează generatorul ; o legătură electrică, prin intermediul înfășurării de

$$[L]_{ssf} = \begin{array}{c} \\ a \\ b \\ c \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \\ \begin{bmatrix} (L_0 + L_2\cos 2\theta) & -(L_0' + L_2'\cos 2(\theta+30)) & -(L_0' + L_2'\cos 2(\theta+150)) \\ & (L_0 + L_2\cos 2(\theta-120)) & -(L_0' + L_2'\cos 2(\theta-90)) \\ & & (L_0 + L_2\cos 2(\theta-240)) \end{bmatrix} \end{array},$$

$$[L]_{srf} = \begin{array}{c} \\ a \\ b \\ c \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} E & D & Q \end{array} \\ \begin{bmatrix} M\cos\theta & M'\cos\theta & -M''\sin\theta \\ M\cos(\theta-120) & M'\cos(\theta-120) & -M''\sin(\theta-120) \\ M\sin(\theta-240) & M'\cos(\theta-240) & -M''\sin(\theta-240) \end{bmatrix} \end{array},$$

$$[L]_{rrf} = \begin{array}{c} \\ E \\ D \\ Q \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} E & D & Q \end{array} \\ \begin{bmatrix} L_{EE} & L_{ED} & 0 \\ & L_{DD} & 0 \\ & & L_{QQ} \end{bmatrix} \end{array},$$

$$[L]_{rsf} = \begin{array}{c} \\ E \\ D \\ Q \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} a & b & c \end{array} \\ \begin{bmatrix} M\cos\theta & M\cos(\theta-120) & M\cos(\theta-240) \\ M'\cos\theta & M'\cos(\theta-120) & M'\cos(\theta-240) \\ -M''\sin\theta & -M''\sin(\theta-120) & -M''\sin(\theta-240) \end{bmatrix} \end{array} = [L]_{srf\cdot t},$$

excitație, cu sistemul de excitație și reglare a tensiunii; o legătură mecanică, prin intermediul arborelui mașinii, cu mașina primară și sistemul de reglare a turației și frecvenței.

Energia totală introdusă în mașină în unita-

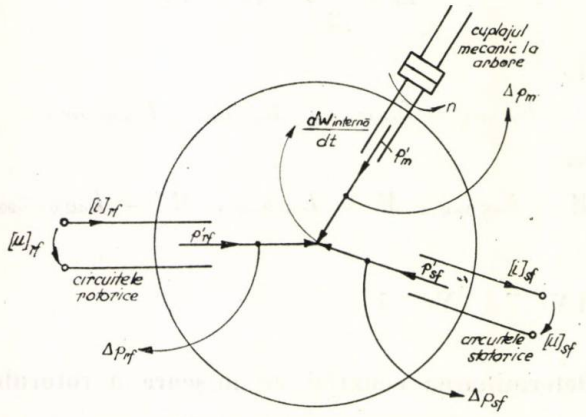


Fig. 2. Schema bilanțului energetic al mașinii sincrone.

tea de timp (puterea) prin cele trei legături, minus pierderile de putere, va fi egală cu creșterea energiei interne a mașinii în unitatea de timp:

$$\Sigma_{\text{puteri introduse}} - \Sigma_{\text{pierderi}} = \Sigma \frac{\mathrm{d}W_{\text{interne}}}{\mathrm{d}t}. \tag{A.5.1}$$

Puterile introduse în mașină prin cele trei legături sînt:

— prin intermediul înfășurărilor statorice:

$$p'_{sf} = -\,p''_{sf} = -\,(u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c) = -\,[u]_{sf\cdot t}[i]_{sf}; \tag{A.5.2}$$

— prin intermediul înfășurărilor rotorice:

$$p_{rf} = (u_E \cdot i_E + u_D \cdot i_D + u_Q \cdot i_Q) = (u_E \cdot i_E + 0 \cdot i_D + 0 \cdot i_Q) = [u]_{rf\cdot t}[i]_{rf}; \tag{A.5.3}$$

— prin intermediul arborelui mașinii:

$$p'_m = C'_m \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t} = \frac{C'_m}{p}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}, \tag{A.5.4}$$

unde s-a notat cu C'_m, cuplul mecanic în întrefierul mașinii primare și cu θ_m, unghiul fizic al rotorului.

Pierderile de putere în mașina propriu-zisă, liniarizată sînt:

— pierderi de putere electrică în înfășurările statorice:

$$\Delta p_{sf} = R_a \cdot i_a^2 + R_b \cdot i_b^2 + R_c \cdot i_c^2 = [i]_{sft}[R]_{sf}[i]_{sf}; \tag{A.5.5.}$$

— pierderi de putere electrică în înfășurările rotorice:

$$\Delta p_{rf} = R_E \cdot i_E^2 + R_D \cdot i_D^2 + R_Q \cdot i_Q^2 = [i]_{rf\cdot t}[R]_{rf\cdot t}[i]_{rf}; \tag{A.5.6}$$

— pierderi de putere mecanică datorită frecărilor, ventilației etc., ale rotorului în mișcare:

$$\Delta p_m = \Delta C_m \frac{\mathrm{d}\theta_m}{\mathrm{d}t} = \frac{\Delta C_m}{p} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}, \tag{A.5.7}$$

unde s-a notat prin ΔC_m, cuplul mecanic rezistent, corespunzător frecărilor, ventilației etc.

Energia internă a mașinii este compusă din energia magnetică a înfășurărilor plus energia cinetică a rotorului:

— energia magnetică a înfășurărilor se obține sub forma:

$$W_{\text{mag.}} = \frac{1}{2}\Sigma\psi \cdot i = \frac{1}{2}[\psi]_{f\cdot t}[i]_f = \frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}[L]_{f\cdot t}[i]_f; \tag{A.5.8}$$

— energia cinetică a maselor în rotație este egală cu:

$$W_{\text{cin.}} = \frac{J\Omega^2}{2} = \frac{J\omega^2}{2p^2} = \frac{J}{2p^2}\left(\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\right)^2. \tag{A.5.9}$$

Derivata energiei interne în raport cu timpul, devine:

$$\Sigma \frac{\mathrm{d}W_{\text{interne}}}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}W_{\text{mag}}}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}W_{\text{cin}}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}\right)[L]_{f\cdot t}[i]_f + \frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f + \frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}[L]_{f\cdot t} \cdot \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_f\right) + \frac{J}{p^2} \cdot \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2}. \tag{A.5.10}$$

Dacă se adună relaţiile (A.5.2) şi (A.5.3) şi se ţine cont de relaţiile (3) se obţine :

$$-[u]_{sf\cdot t}[i]_{sf}+[u]_{rf\cdot t}[i]_{rf}=[i]_{sf\cdot t}[R]_{sf\cdot t}[i]_{sf}+$$

$$+[i]_{rf\cdot t}[R]_{rf\cdot t}[i]_{rf}+\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\psi]_{sf\cdot t}\right)[i]_{sf}+$$

$$+\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\psi]_{rf\cdot t}\right)[i]_{rf}. \qquad \text{(A.5.11)}$$

Se observă că primii doi termeni ai relaţiei (A.5.11) sînt identici cu termenii rezultaţi din relaţiile (A.5.5) şi (A.5.6) şi, ca urmare, prin aplicarea relaţiei (A.5.1) ei se vor reduce.

Ultimii doi termeni ai relaţiei (A.5.11) reprezintă :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}([\psi]_{f\cdot t})[i]_f=\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f=$$

$$=\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}\right)[L]_{f\cdot t}[i]_f+[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f. \qquad \text{(A.5.12)}$$

Componentele corespunzătoare cuplurilor mecanice, (relaţia A.5.4 şi A.5.7), exprimate în concordanţă cu relaţia (A.5.1), determină :

$$p'_m-\Delta p_m=\frac{C'_m-\Delta C_m}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=\frac{C_m}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}, \qquad \text{(A.5.13)}$$

unde s-a notat cu C_m, cuplul mecanic raportat la intrefierul generatorului.

În final, relaţia A.5.1. exprimată în formă concentrată, devine :

$$\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f+\frac{C_m}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}W_{\mathrm{mag}}}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}W_{\mathrm{cin}}}{\mathrm{d}t}. \qquad \text{(A.5.1')}$$

Dar, pentru maşina liniarizată matricea inductivităţilor este simetrică şi ca urmare, din relaţia (A.5.10) se obţine :

$$\frac{1}{2}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}\right)[L]_{f\cdot t}[i]_f+\frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}[L]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_f\right)=$$

$$=\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i]_{f\cdot t}\right)[L]_{f\cdot t}[i]_f \qquad \text{(A.5.14)}$$

care se observă că egalează primul termen al relaţiei (A.5.12).

Ca urmare, ţinînd seamă de relaţiile (A.5.12); (A.5.10) şi (A.5.14), relaţia (A.5.1') devine :

$$[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f+\frac{C_m}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=$$

$$=\frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f+\frac{J}{p^2}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t}. \qquad \text{(A.5.15)}$$

Trecînd primul termen din partea dreaptă a egalităţii (A.5.15) în partea stîngă, se obţine relaţia finală a bilanţului puterilor în maşina sincronă :

$$\frac{1}{2}[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\cdot t}\right)[i]_f+\frac{C_m}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=$$

$$=\frac{J}{p^2}\cdot\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2}. \qquad \text{(A.5.16)}$$

Primul termen reprezintă puterea electromagnetică în întrefierul generatorului, care contribuie la bilanţul energetic în întrefier.

Astfel relaţia puterilor în întrefierul generatorului devine :

$$P_e+P_m=P_{\mathrm{cin}}. \qquad \text{(A.5.17)}$$

În scopul eliminării vitezei unghiulare din relaţia (A.5.16) cît şi pentru simplificarea relaţiilor, bilanţul energetic din întrefier se exprimă prin intermediul cuplurilor. În acest scop relaţia (A.5.16) se înmulţeşte cu cantitatea :

$$\frac{p}{\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}}=\frac{p}{\omega},$$

obţinîndu-se :

$$C_e+C_m=\frac{J}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\theta}{\mathrm{d}t^2}, \qquad \text{(A.5.18)}$$

unde C_e este cuplul electromagnetic în întrefier şi este egal cu :

$$C_e=\frac{p}{2\left(\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\right)}[i]_{f\cdot t}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[L]_{f\,t}\right)[i]_f. \qquad \text{(A.5.19)}$$

Bibliografie

[1] *Concordia, C., Brown. P.G.* Effects of trends in large steamturbine driven generator parameters on power system stability. În: IEEE Transaction on PAS, PAS —**90**, No 5, sept/oct 1971, p. 2211—2218.

[2] *Lokay, H. E., Bolger, R.L.* Effect of turbine-generator representation in system stability studies. În: IEEE Transactions on PAS, No 10, 1965, p. 933—940.

[3] *Lokay, H. E., Thoits, P. O.* Effects of future turbine-generator characteristics on transient stability. În: IEEE Transactions on PAS, vol. **90**, No 6, nov, dec 1971, p. 2427—2431.

[4] *De Mello, F. P., Ewart, D.N., Temoshok, M.* Stability of synchronous machines as affected by excitation systems, machine and system parameters. În: Proceedings of the American Power Conference, vol. **XXVII**, 1965, p. 1150—1158.

[5] *Woodson, H. H., Smith, J.L, Thullen, P.*, Kirtley, L.J. The application of superconductors in the field windings of large synchronous machines. În: IEEE Transactions on PAS, vol. **90** No 2, march/april 1971, p. (620—627).

[6] *Veretennikov, L. P., Viselov, D. V.* K voprosu o razlicinom napisanii diferenţialnih uravnenii Goreva-Parka (v peremenih ψ). În: Electricestvo, nr. 11, 1959, p. 7—12.

[7] *Veretennikov, L. P.* Klassificaţia diferenţialinih uravnenii Goreva-Parka. În: Electricestvo, nr. 11, 1959, p. 13—19.

[8] *Nedelcu, N. V.* Cu privire la scrierea ecuaţiilor generale ale maşinii sincrone. În: Electrotehnica, nr. 11, 1963, p. 209—214.

[9] * * * Recommended phasor diagram for synchronous machines. IEEE Committee Report, În: IEEE Transactions, PAS, nr. 11, 1969, p. 1593—1610.

[10] *Kazovschi, E. Ia.* Perehodnie proţessî v elektriceskih maşinah peremenogo toka. Izdateltvo Akademii Nauk SSSR, Moskva-Leningrad, 1962.

[11] *Kimbark, E. W.* Power system stability, vol. **III**, Synchronous machines. John Wiley & Sons, N.y., London, 1956.

[12] *Olive, D. W.* Digital simulation of synchronous machines transients. În: IEEE Transactions, on PAS, vol. **87**, nr. 8, august, 1968, p. 1669—1674.

[13] *Dordea, T., Novac, I.* Considerarea pierderilor în fier în parametrii operaţionali ai maşinii sincrone. Lucrarea I—16, prezentată la a II-a Conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 23—26 sep 1969.

[14] *Humpage, W.D., Saha, T. N.* Digital-computer methods in dynamic-response analyses of turbogenerator units, Proceedings, IEE vol. **114**, nr. 8, 1967. p. 1115—1130.

[15] *Adkins, B.* The general theory of electrical machines, Chapmann & Hall, London, 1962.

[16] *Olive, D. W.* New Techniques for the calculation of dynamic stability, În: IEEE Transactions, on PAS, 1966, vol. **85**, nr. 7, july, p. 767—776.

[17] *Dordea, T.* Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen, Archiv für Elektrotechnik, 50 Bd, 6 Heft, 1966, p. 362—371.

[18] *Fitzgerald, A. E., Kingsley, Ch.* Electric machinery, The dynamics and statics of electromecanical energy conversions, Mc Graw-Hill, N.Y. London, 1961.

[19] *Kaminosono, H., Uyeda, K.* New measurement of synchronous machine quantities, IEEE Trans. on PAS, vol. **87**, nr. 11, nov. 1968, p. 1908—1917.

[20] *Nedelcu, V. N.* Regimurile de funcţionare ale maşinilor de curent alternativ. Ed. Bucureşti, 1968.

[21] *Concordia, Ch.* Synchronous machines, Theory and performance, John Willey, N.Y., 1951.

[22] *Lewis, W. A.*, The principles of synchronous machines, Illinois Institute of Technology, 1954.

[23] *Kelly, O'. D., Simmons, S.* Introduction to generalized electrical machines theory. Mc-Graw-Hill, London, 1968.

[24] *Hancoock, N. N.* Matrix analysis of electrical machinery, Pergamon Press, 1964.

CZ 621.313.30

MAŞINI SINCRONE
INDUCTIVITĂŢI OPERAŢIONALE
SCHEME ECHIVALENTE

Asupra determinării unor parametri ai maşinii sincrone

AUREL CÎMPEANU* — Craiova

Introducere

La alimentarea înfăşurării trifazate a unei maşini sincrone, presupusă simetrică în sensul Park, ce se roteşte cu turaţie sincronă, cu un sistem simetric de tensiuni de succesiune potrivită, se stabileşte un cîmp magnetic învîrtitor solidar cu rotorul. Cînd axa cîmpului învîrtitor coincide cu axa longitudinală sau transversală a maşinii, înfăşurarea statorică prezintă inductivitatea ciclică longitudinală, respectiv, transversală.

Prin alimentarea de la o sursă de curent continuu între două faze, cu un curent i, cea de a treia fază fiind liberă, iar rotorul oprit, se reproduce situaţia ce apare la un moment dat pentru maşina în turaţie, alimentată cu un sistem simetric de curenţi. Modificînd potrivit poziţia rotorului, inductivităţile înfăşurărilor obţin valorile longitudinale sau transversale corespunzătoare regimului staţionar sau tranzitoriu, după cum curentul i este constant sau tranzitoriu. În cele ce urmează, se indică modul de determinare a parametrilor, utilizînd metoda amortizării curentului i.

* Dr. ing. *Cîmpeanu A.* este conferenţiar la Universitatea din Craiova.

1. Determinarea parametrilor pe baza ecuațiilor lui Park

Se urmărește stabilirea pe cale experimentală, utilizînd schema din figura 1, în care se oscilografiază curentul i, a expresiilor inductivităților operaționale $l_d(p)$, $l_q(p)$. În vederea determinării valorilor unghiului β, dintre axa fazei A și axa rotorică, pentru care se obțin inductivitățile longitudinale și transversale, se calculează solenațiile rezultante ϑ_d, ϑ_q, din cele două axe. Fie ϑ_A, ϑ_C solenațiile corespunzătoare fazelor A, C alimentate. Solenațiile rezultante sînt :

$$\vartheta_d = \vartheta_A \cos\beta + \vartheta_C \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) = -$$

$$= -2\vartheta_A \sin\left(\beta + \frac{\pi}{3}\right) \sin\frac{\pi}{3},$$

$$\vartheta_q = \vartheta_A \cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) + \vartheta_C \cos\left(\beta + \right. \tag{1}$$

$$\left. + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) = -2\vartheta_A \sin\left(\beta + \right.$$

$$\left. + \frac{5\pi}{6}\right) \sin\frac{\pi}{3}.$$

Pentru obținerea inductivității ciclice longitudinale trebuie ca axa fluxului rezultant să coincidă cu axa d ($\vartheta_q = 0$); rezultă, conform (1): $\beta = \frac{\pi}{6}$. Introducînd, în continuare, condiția $\vartheta_d = 0$ se obține $\beta = -\frac{\pi}{3}$, încît pentru obținerea inductivității ciclice transversale este necesară rotirea rotorului cu $\frac{\pi}{2}$ rad. el. față de poziția anterioară.

Pentru determinarea parametrilor corespunzători axei d se consideră rotorul plasat astfel

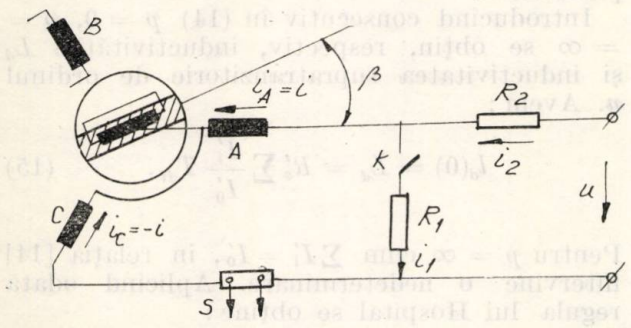


Fig. 1. Schema principială de determinare a curentului $i(t)$.

ca $\beta = \frac{\pi}{6}$. Prin înfășurări se stabilește la timpul $t = 0$, curentul $i = I_0$ și se urmărește procesul tranzitoriu de amortizare a acestuia la închiderea întreruptorului k. Prin R_1, R_s s-a notat rezistența introdusă de ramura ce cuprinde contactele întreruptorului, de dorit cît mai mică posibil, respectiv, rezistența unei înfășurări de fază statorică; rezistența R_2 joacă rol de limitare a curentului sursei de tensiune continuă u, presupusă de putere infinită.

Curentul i și fluxul ψ_A pot avea forma :

$$i(t) = i'(t) + i_\infty, \quad \psi_A(t) = \psi'_A(t) + \psi_{A\infty}, \tag{2}$$

unde : i_∞, $\psi_{A\infty}$ sînt valorile de la finele procesului tranzitoriu.

Pentru componentele variabile $i'(t)$, $\psi'_A(t)$ este valabilă ecuația :

$$O = \left[\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) 2R_s + R_2\right] i' + 2\left(1 + \right. \tag{3}$$

$$\left. + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{d\psi'_A}{dt}.$$

Corespunzător componentelor tranzitorii $i'_A = -i'_C = i'$, $i'_B = 0$, conform [4] pentru $\beta = \frac{\pi}{6}$ se obțin componentele tranzitorii ale curenților înfășurărilor echivalente din axele d, q :

$$i'_d = \frac{2}{\sqrt{3}} i' \quad i'_q = 0. \tag{4}$$

Procedînd analog se obține $\psi'_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \psi'_A$, $\psi'_q = 0$ și înlocuind în (3) se obține în operațional :

$$R'_s\, i'_d(p) + p[\psi'_d(p) - \psi'_d(0)] = 0, \tag{5}$$

unde s-a notat :

$$R'_s = R_s + \frac{R_1 R_2}{2(R_1 + R_2)}.$$

Ecuația (5) corespunde procesului tranzitoriu din circuitul longitudinal statoric al mașinii în care rezistența R_s este înlocuită cu R'_s, la scurtcircuitarea bornelor de alimentare. La timpul $t = 0$, curentul $i'_d = I'_{d0} = I_{d0} - i_{d\infty} = \frac{2}{\sqrt{3}}(I_0 - i_\infty) = -\frac{2}{\sqrt{3}} I'_0$ și, corespunzător, tensiunea la bornele circuitului astfel modificat este $u'_{d0} = R'_s I_{d0}$. Pentru rezolvarea ecuației (5) cu eliminarea mărimilor de la $t = 0$, se aplică principiul superpoziției (se presupune aplicată la bornele circuitului longitudinal tensiunea $-u'_{d0}$). În consecință, curentul capătă forma $i'_d(p) = i'_{d1}(p) + I'_{d0}$; o relație analoagă se obține pentru $\psi'_d(p)$.

Pentru componenta i'_{d1}, se obţine :

$$R'_s\, i'_{d1}(p) + p\psi'_{d1}(p) = -u'_{d0}\,. \qquad (6)$$

Dar [4] :

$$\psi'_{d1}(p) = l_d(p)\, i_r^{d1}(p)$$

şi

$$i'_{d1}(p) = \frac{-u'_{d0}}{R'_s + p l_d(p)}\,. \qquad (7)$$

Expresia operaţională finală $i'_d(P)$ a curentului longitudinal este

$$i'_d(p) = I'_{d0} - \frac{u'_{d0}}{R'_s + p l_d(p)}$$

şi ţinînd seamă de valoarea $u'_{d0} = R'_s I'_{d0}$, se obţine pentru inductivitatea operaţională căutată :

$$l_d(p) = \frac{R'_s\, i'_d(p)}{p[I'_{d0} - i'_d(p)]}\,. \qquad (8)$$

Curentul $i'_d(p)$ rezultă în baza teoriei lui Park din ecuaţia matriceală :

$$\begin{vmatrix} R'_s + pL_d & pL_{Ed} & pL_{D1d} & \ldots\ldots & pL_{Dnd} \\ pL_{dE} & R_E + pL_E & pL_{D1E} & \ldots\ldots & pL_{DnE} \\ pL_{dD1} & pL_{ED1} & R_{D1} + pL_{D1} & \ldots\ldots & pL_{DnD1} \\ \vdots & & & & \\ pL_{dDn} & pL_{EDn} & pL_{D1Dn} & \ldots\ldots & R_{Dn} + pL_{Dn} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i'_d \\ i_E \\ i_{D1} \\ \vdots \\ i_{Dn} \end{vmatrix} = p \begin{vmatrix} L_d & L_{Ed} & L_{D1d} & \ldots & L_{Dnd} \\ L_{dE} & L_E & L_{D1E} & \ldots & L_{DnE} \\ L_{dD1} & L_{ED1} & L_{D1} & \ldots & L_{DnD1} \\ \vdots & & & & \\ L_{dDn} & L_{EDn} & L_{D1Dn} & \ldots & L_{Dn} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I'_{d0} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}, \qquad (9)$$

în care notaţiile sînt cele uzuale din literatură.

Rezolvînd (9) în raport cu $i'_d(p)$ se obţine :

$$i'_d(p) = \frac{A_d(p)}{B_d(p)}\, I'_{d0}\,. \qquad (10)$$

Dacă se cunosc soluţiile p_{di} ale ecuaţiei $B_d(p) = 0$, funcţia $\dfrac{A_d(p)}{B_d(p)}$ se descompune în fracţii simple şi curba $i'_d(p)$ rezultă ca o sumă de exponenţiale :

$$i'_d(p) = \sum I'_{di} \frac{p}{p - p_{di}} = i'_d(t) \doteq \sum I'_{di}\, e^{p_{di}t}\,, \qquad (11)$$

unde :

$$\sum I'_{di} = I'_{d0} \quad \text{şi} \quad p_{di} = -\frac{1}{T_{di}}\,. \qquad (12)$$

Nu se poate demonstra că toate rădăcinile p_{di} sînt reale şi negative, astfel încît curentul $i'_d(t)$ să fie dat de o sumă de exponenţiale. Încercările experimentale indică însă întotdeauna o curbă amortizată pentru $i'_d(t)$ încît se consideră că toate soluţiile sînt negative.

Ţinînd seamă de relaţiile (4) dintre curenţii înfăşurărilor maşinii reale şi echivalente, expresia (8) capătă forma :

$$l_d(p) = \frac{R'_s\, i'(p)}{p[I'_0 - i'(p)]}\,, \qquad (13)$$

unde : $i'(p)$ este de forma (11) în care se înlocuiesc curenţii I'_{di} prin I'_i şi I'_{d0} prin $I'_0 = \sum I'_i$.

Înlocuind în (13) curentul $i'(p)$ astfel definit, inductivitatea ciclică longitudinală operaţională devine :

$$l_d(p) = \frac{R'_s \sum \dfrac{I'_i}{p + 1/T_{di}}}{I'_0 - \sum I_i \dfrac{p}{p + 1/T_{di}}}\,. \qquad (14)$$

Prin reprezentarea pe hîrtie semilogaritmică a curentului $i'(t) = i(t) - i_\infty$, obţinut prin oscilografiere, se separă consecutiv curbele exponenţiale corespunzătoare [4], [11] în forma :

$$i'(t) = \sum I'_i\, e^{-\frac{t}{T_{di}}},$$

şi mărimile I'_i, T_{di} ce intervin în (14) sînt precizate.

Introducînd consecutiv în (14) $p = 0$, $p = \infty$ se obţin, respectiv, inductivităţile L_d şi inductivitatea supratranzitorie de ordinul n. Avem :

$$l_d(0) = L_d = R'_s \sum \frac{I'_i}{I'_0}\, T_{di}\,. \qquad (15)$$

Pentru $p = \infty$ cum $\sum I'_i = I'_0$, în relaţia [14] intervine o nedeterminare. Aplicînd odată regula lui Hospital se obţine :

$$l_d(\infty) = L_d^{(n)} = \frac{R'_s}{\sum \dfrac{I'_i}{I'_0} \cdot \dfrac{1}{T_{di}}}\,. \qquad (16)$$

Expresia (14) poate fi pusă și sub forma:

$$l_d(P) = \frac{N_d(p)}{n_d(p)} =$$

$$= \frac{R'_s \sum_{i=1}^{n} I'_i T_{di} \prod_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} (1 + p\,T_{dj})}{I'_0 \prod_{i=1}^{n} (1 + p\,T_{di}) - p \sum_{i=1}^{n} I'_i T_{di} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} (1 + p\,T_{dj})} \cdot \tag{17}$$

Dacă se separă n exponențiale experimentale se observă din (17) că $N_d(p)$, $nd(p)$ sînt polinoame de gradul $(n-1)$ în p.

Introducînd condiția $N_d(p) = 0$, se obțin rădăcinile β_{id} și constantele de timp care, de regulă, se cer evidențiate la mașinile sincrone: tranzitorie $T'_d = -\frac{1}{\beta_{1d}}$, supratranzitorie $T''_d = -\frac{1}{\beta_{2d}}$ și tranzitorie de ordinul i, $T_d^{(i)} = -\frac{1}{\beta_{id}}$ etc., în cazul general al prezenței mai multor circuite amortizoare în rotor.

Dacă se consideră inversul inductivității operaționale, se scrie:

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{n_d(p)}{N_d(p)} = C_0 + \sum C_i \frac{p}{p - \beta_{id}}, \tag{18}$$

în care prin analogie cu [9] se poate considera:

$$C_0 = \frac{1}{L_d}\,; \quad C_i = \frac{1}{L_d^{(i)}} - \frac{1}{L_d^{(i-1)}}\,. \tag{19}$$

Identificînd pe baza ecuației (18) coeficienții C_i din (19) și ținînd seamă că inductivitățile L_d, $L_d^{(n)}$ sînt cunoscute [relațiile (15, 16)], se stabilesc consecutiv și inductivitățile tranzitorii $L_d^{(i)}$.

Introducînd C_0, C_i din (19), ecuația (18) devine:

$$\frac{1}{l_d(p)} = \frac{1}{L_d} + \sum_{i=2}^{n} \frac{1}{L_{di} + \frac{R_{di}}{p}}\,,$$

unde:

$$L_{di} = \frac{1}{\frac{1}{L_d^{(i)}} - \frac{1}{L_d^{(i-1)}}} \qquad R_{di} = \frac{1}{\frac{1}{L_d^{(i)}} - \frac{1}{L_d^{(i-1)}}} \cdot \frac{1}{T_d^{(i)}} \tag{20}$$

și îi corespunde schema echivalentă de forma din figura 2.

Schema din figura 2 cu parametrii identificați prin încercări directe pe mașină, corespunde unui transformator generalizat cu circuitul de magnetizare scos la borne și poate fi utilizată la realizarea modelului analogic al mașinii în

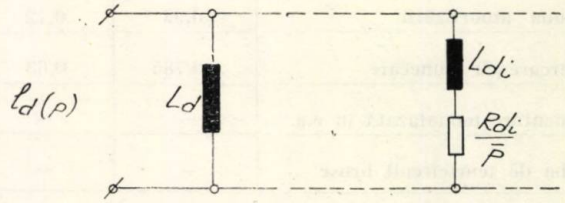


Fig. 2. Schema echivalentă pentru inductivitatea $l_d(p)$.

vederea studierii pe calculator a diverselor procese tranzitorii. Ea este similară schemelor echivalente în T frecvent utilizate în literatură [3], [4], [5] ș.a. și poate fi utilizată în egală măsură, cu același nivel de precizie. Avantajul utilizării schemei conform figurii 2, constă în faptul că nu este necesară cunoașterea inductivității de dispersie a statorului, a cărei determinare trebuie făcută separat și cu atenție, întrucît erorile de măsură se răsfrîng asupra valorilor celorlalți parametri echivalenți ai schemei.

Un alt avantaj al schemei cu circuitul de magnetizare scos la borne, constă în posibilitatea identificării conform relațiilor (20) a parametrilor L_{di}, R_{di} și, pe această bază, cunoașterea cu un grad sporit de precizie pentru mașina dată, a modului de variație în timp a inductivității sincrone a mașinii, la modificarea bruscă a regimului staționar. În anexă se dau coeficienții C_i.

Deplasînd rotorul cu $\frac{\pi}{2}$ rad. el. din poziția analizată, se obțin de aceeași formă, parametrii ce definesc comportarea mașinii după axa q.

2. Partea experimentală

S-a urmărit stabilirea prin diverse metode, în vederea comparării lor, a parametrilor unei mașini sincrone de 265 kVA, 400 V, 1 500 rot/min. Prelucrarea curbelor oscilografiate ale curentului i, (conform fig. 1) se face ca în [4]. S-au putut separa trei exponențiale și, în consecință, se identifică constantele de timp T'_d, T''_d, (rel. (1') din anexă), inductivitățile L'_d [rel. (15)], L''_d [rel.(16)] și L'_d [rel. (4') din anexă], iar prin multiplicare cu pulsația ω, respectiv reactanțele x_d, x''_d, x'_d.

În tabelul de mai jos s-au grupat valorile obținute prin diverse metode la mașina încercată, pentru reactanțe și constante de timp.

zător și axei q, ceea ce reprezintă un sprijin prețios pentru proiectant și pentru aprofundarea teoriei mașinii sincrone în general.

Tabelul 1

	$x_d(\Omega)$	$x_\sigma(\Omega)$	$x'_d(\Omega)$	$x''_d(\Omega)$	$x''_q(\Omega)$	T''_d, s	T'_d, s
Metoda amortizării	0,92	0,72	0,0 703	0,0 645	0,25	0,0 217	0,0 550
Încercare cu alunecare	0,785	0,63	—	—	—	—	—
Alimentare monofazată în c.a.	—	—	—	0,0 694	0,23	—	—
Proba de scurtcircuit brusc	—	—	0,0 687	0,0 545	—	0,0 170	0,0 556

Analiza comparativă a datelor experimentale, conduce la concluzia că diferențele ce intervin între valorile reactanțelor sincrone corespunzătoare regimului staționar și tranzitoriu și constantelor de timp date de metoda amortizărilor și alte metode utilizate în practică, sînt de același ordin de mărime și, prin urmare, metoda prezentată poate fi în egală măsură utilizată pentru determinări experimentale.

Aceste diferențe între rezultatele date de diverse metode experimentale de determinare a parametrilor staționari și tranzitorii, sînt inevitabile avînd în vedere spectrul complex al cîmpului magnetic din mașina sincronă, condiționat strîns de caracterul perturbației regimului staționar, nivelul saturației etc.

Pentru limitarea pe cît posibil a erorilor, experimentatorul trebuie să opteze pentru metoda care-i asigură determinarea parametrilor, în condiții cît mai apropiate de cele ale procesului tranzitoriu analizat.

3. Concluzii

Analiza teoretică a metodei amortizării curentului i conform schemei de încercare experimentală indicată în figura 1, arată că pot fi identificați o serie de parametri de bază ai mașinii sincrone în regim staționar și tranzitoriu. Prin utilizarea schemei echivalente din figura 2, cu parametrii deduși din încercări directe pe mașină, este luat în considerație cazul real al mai multor circuite în rotor, ceea ce reprezintă un avantaj important al metodei.

Compararea cu alte metode experimentale, indică posibilitatea utilizării ei pentru determinări cantitative.

Metoda amortizării prezintă avantajul simplității și economicității de timp și de energie electrică. În plus, prin metoda amortizării se obține posibilitatea determinării parametrilor regimului staționar și tranzitoriu corespun-

Anexă

I. La separarea pe cale experimentală a trei exponențiale în curba $i = f(t)$, ecuația (17) devine :

$$l_d(p) = \frac{N_d(p)}{n_d(p)} =$$

$$= \frac{p^2\, Td_1\, Td_2\, Td_3\, I'_a + p\,[I'_1\, Td_1 (Td_2 + Td_3) +}{p^2(I'_1\, Td_2\, Td_3 + I'_2\, Td_1\, Td_3 + I'_3\, Td_1\, Td_2) +}$$

$$+ \frac{+ I'_2\, Td_2 (Td_1 + Td_3) + I'_3\, Td_3 (Td_1 + Td_2)] +}{+ p[I'_1 (Td_2 + Td_3) + I'_2 (Td_1 + Td_3) +}$$

$$+ \frac{+ I'_1\, Td_1 + I'_2\, Td_2 + I'_3\, Td_3}{+ I'_3 (Td_1 + Td_2)] + I'_0}. \qquad (1')$$

Se obțin constantele de timp : $T'_d = -\dfrac{1}{\beta_{1d}}$, $T''_d = -\dfrac{1}{\beta_{2d}}$, unde : β_{1d}, β_{2d} sînt rădăcinile numărătorului ecuației (1') ($N_g(p) = 0$).

Coeficienții C_0, C_1 din (18) se obțin din ecuațiile :

$$C_0 = \frac{1}{Td_1\, Td_2\, Td_3\, \beta_{1d}\, \beta_{2d}\, R'_s} \qquad (2')$$

$$C_0(\beta_{1d} + \beta_{2d}) + C_1\, \beta_{2d} + C_2\, \beta_{1d} = -$$

$$- \frac{1}{Td_1\, Td_2\, Td_3} [I'_1 (Td_2 + Td_3) + \qquad (3')$$

$$+ I'_2 (Td_1 + Td_3) + I'_3 (Td_1 + Td_2)] \frac{1}{R'_s I'_0}.$$

Ținînd seama de (19) și rezolvînd, în raport cu L'_d, se obține :

$$L'_d = \frac{T'_d - T''_d}{\dfrac{\alpha}{I'_0}\dfrac{1}{L_d} - T''_d\left(\dfrac{1}{L_d} + \dfrac{1}{L''_d}\right)}, \qquad (4')$$

unde :

$$\alpha = I'_1(Td_2 + Td_3) + I'_2 Td_1 + Td_3) + \\ + I'_3(Td_1 + Td_2). \quad (5')$$

În (4') T'_d, T''_d sînt date de (1'), L_d, L''_d din (15), respectiv (16), iar α din (5').

II. Ecuaţia (4') poate lua şi forma :

$$L'_d = L''_d \frac{\beta_{1d} - \beta_{2d}}{\frac{\alpha}{I'_0}\frac{L''_d}{L_d}\beta_{1d}\beta_{2d} + \beta_{1d}\left(1 + \frac{L''_d}{L_d}\right)}. \quad (6')$$

Introducînd α conform (5'), L'_d, L_d, conform (16), respectiv (15) şi produsul rădăcinilor β_{1d} β_{2d}, aşa cum rezultă din (1'), după calcule, se obţine :

$$\frac{\alpha}{I'_0}\frac{L''_d}{L_d}\beta_{1d}\beta_{2d} = \\ = \frac{I'_1(Td_2+Td_3)+I'_2(Td_1+Td_3)+I'_3(Td_1+Td_2)}{I'_1 Td_2 Td_3 + I'_2 Td_1 Td_3 + I'_3 Td_1 Td_2}. \quad (7')$$

Dar conform (1') expresia (7') poate fi înlocuită prin $-(\alpha_{1d} + \alpha_{2d})$ unde : α_{1d}, α_{2d} sînt rădăcinile ecuaţiei $n_d(p) = 0$ şi ecuaţia (6') devine :

$$L'_d = L''_d \frac{\beta_{2d} - \beta_{1d}}{\alpha_{1d} + \alpha_{2d} - \beta_{1d}\left(1 + \frac{L''_d}{L_d}\right)}. \quad (8')$$

Se regăseşte pornind de la utilizarea unor date experimentale, o importantă relaţie (8') de legătură între inductivităţi şi constante de timp, stabilită pe cale teoretică de Laible [9] şi, pe această bază, metodica de calcul a parametrilor cu utilizarea ecuaţiilor (1') — (5') este validată.

Bibliografie

[1] *Adkins B.* Obşciaia teoria elektriceskih maşin, Moscova, Leningrad, Gosenergoizdat, 1960, 272 p.
[2] *Bödefeld, Th., Sequenz, M.* Elektrische Maschinen, Wien, Springer Verlag, 1962.
[3] *Concordia, Ch.* Synchronous machines, John Wiley and Sons, New York 1951.
[4] *Kazovski, E. Ia.* Perehodnie proţesî v elektriceskih maşinah, peremenovo toka. Moscova, Leningrad 1962, 624 p.
[5] *Kovacs, K. P., Racz, I.* Perehodnie proţesî v maşinah peremenovo toka. Gosenergoizdat, Moscova, Leningrad 1963, 744 p.
[6] *Danilevici, Ia.* ş.a. Parametrii maşinilor de curent alternativ. Ed. tehnică, Bucureşti 1968, 352 p.
[7] *Dordea, T.* Maşini electrice. Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti 1970, 552 p.
[8] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale maşinilor electrice. Ed. tehnică, Bucureşti 1961, 427 p.
[9] *Laible, Th.* Teoria sinhronnoi maşini pri perehodnih proţessah. Gosenergoizdat, Moscova, Leningrad 1957, 160 p.
[10] *Nurnberg, V.* Ispitanie elektriceskih maşin. Gosenergoizdat, Moscova, Leningrad 1959. (Traducere din limba germană), 336 p.
[11] *Pawluk, K.* Pusk i asinhronnie rejimi sinhronih dvigatelei. Energhia, Moscova 1971, 272 p.
[12] *Vogt, K.* Elektrische Maschinen, VEB Verlag Technic, Berlin, 628 p.

Intrat în redacţie la 16.II.1976

CZ 621.316.11

MAŞINI SINCRONE
SISTEM HOMOPOLAR DE FRECVENŢĂ

Metode pentru determinarea impedanţei de succesiune homopolară la maşinile sincrone

OVIDIU DRĂGĂNESCU* — Craiova

1. Prezentarea metodelor existente

Impedanţa de succesiune homopolară la maşina sincronă se datoreşte fluxului de dispersie creat de sistemul curenţilor de succesiune homopolară [1], [2].

Există mai multe metode pentru determinarea acestui parametru, dintre care cele mai utilizate sînt prezentate mai jos [3], [4], [5].

* Ing. *Drăgăneseu O.* este lector la Facultatea de electrotehnică a Universităţii din Craiova.

1.1. Metoda alimentării fazelor înseriate ale înfăşurării induse. Conform acestei metode [5], la maşina sincronă de construcţie normală, rotorul este antrenat la turaţia nominală, înfăşurarea sa este scurtcircuitată, iar înfăşurarea statorului, avînd fazele înseriate, este alimentată de la o sursă de tensiune monofazată.

Impedanţa de succesiune homopolară se determină raportînd tensiunea cu care se alimentează înfăşurarea statorului, la curentul din circuit, corespunzător valorii tensiunii de

alimentare, şi la 3, pentru a obţine valoarea de fază a acestei impedanţe [2], [3].

— Metoda prezintă dezavantajul că necesită o sursă de tensiune monofazată, care în cazul încercării maşinilor de putere mare, trebuie să aibă şi ea o putere corespunzătoare. La dimensionarea acestei surse trebuie să se aibă în vedere şi faptul că tensiunea la bornele sale trebuie să aibă o variaţie armonică în timp. De asemenea, este necesar un montaj adecvat, încercarea neputînd fi făcută în cadrul schemei de lucru realizate pentru altă probă. Un alt dezavantaj al acestei metode îl constituie faptul că impedanţa homopolară se determină într-un regim în care spectrul cîmpului magnetic este diferit de cel real, întrucît lipseşte fluxul principal din circuitul magnetic al maşinii.

1.2. Metoda scurtcircuitului bifazat la nul

După această metodă [5] maşina sincronă avînd două faze scurtcircuitate şi legate la nul, funcţionează la turaţia nominală, înfăşurarea inductoare fiind alimentată.

Impedanţa de succesiune homopolară se determină făcînd raportul dintre tensiunea măsurată la bornele fazei libere şi nul, şi curentul măsurat în firul de nul.

Metoda prezintă dezavantaje legate de faptul că regimul creat este dur pentru maşină, prin prezenţa cîmpurilor inverse, iar mărimile electromagnetice sînt puternic deformate. De asemenea, necesită montaj şi motor de antrenare adecvate.

2. Metode propuse

2.1. Aspecte teoretice. Se analizează două regimuri limită de funcţionare a maşinii sincrone, punîndu-se în evidenţă unele fenomene mai puţin sau deloc studiate pînă acum, precum şi posibilităţile utilizării acestor fenomene în scopul determinării pe cale experimentală a impedanţei homopolare.

2.1.1. Maşina sincronă trifazată funcţionînd în gol ca generator. Se consideră o maşină sincronă avînd armătura inductoare rotorul, iar armătura indusă statorul. Fazele statorului se presupun legate în triunghi. Se consideră curba inducţiei magnetice în lungul circumferinţei inductoare, produsă de cîmpul magnetic inductor. Această curbă poate fi descompusă în armonici spaţiale, cu numărul de ordine ν impar. Sub acţiunea acestor armonici, în stator se induc tensiuni electromotoare de ordin $\nu = 3K \pm 1$, unde $K = 0, 2, 4, 6 \ldots$ formează sisteme simetrice de succesiune directă, sau inversă, care au o rezultantă nulă de-a lungul circuitului format din cele trei faze conectate în triunghi. Tensiunile electromotoare corespunzătoare lui $\nu = 3$, sau multiplu de trei, sînt sinfazice, datorită cărui fapt cele de acelaşi ordin se însumează aritmetic. În general, în această sumă ponderea o are armonica de ordinul 3. *T.e.m.* de armonică trei, din cele trei faze, fiind egale în amplitudine şi sinfazice constituie un sistem homopolar. Dacă triunghiul este închis, sistemul homopolar al *t.e.m.* de armonică trei stabileşte un sistem homopolar de curenţi în circuitul considerat. Acest sistem de curenţi produce o tensiune magnetică în întrefier.

Armonica fundamentală a curbei de repartiţie spaţială a tensiunii magnetice, dă în întrefier o rezultantă nulă. Deci, unda spaţială de armonică fundamentală a păturii de curent produsă de sistemul homopolar de curenţi de armonică trei produce numai un flux de dispersie al înfăşurării statorului.

Armonicile spaţiale de ordin trei ale păturii de curent din cele trei faze produc o undă alternativă în lungul circumferinţei. Aceasta se descompune în două unde învîrtitoare cu sensuri de rotaţie opuse.

Unda spaţială directă a armonicii spaţiale de ordinul trei a păturii de curent se învîrteşte sincron cu rotorul şi prezintă caracter de cîmp de reacţie, în raport cu armonica a treia spaţială a cîmpului inductor. Unda învîrtitoare de succesiune inversă a densităţii liniare de curent se roteşte în raport cu rotorul cu o turaţie de două ori mai mare decît a acestuia. Cîmpul magnetic creat de această undă învîrtitoare va induce în înfăşurările rotorului tensiuni electromotoare a căror frecvenţă este de 6 ori mai mare decît cea nominală.

Din cele prezentate se observă că repartiţia cîmpului magnetic creat de armonica fundamentală de spaţiu a păturii de curent este, practic, similar cu cel creat de fundamentala spaţială a păturii de curent la metoda fazelor înseriate. În ceea ce priveşte armonica a treia spaţială a păturii de curent, la metoda fazelor înseriate, cîmpurile magnetice create de aceasta, induc în înfăşurarea rotorului *t.e.m.* cu o frecvenţă de 2 ori şi, respectiv, de 4 ori mai mare decît frecvenţa nominală a maşinii. Aceste tensiuni electromotoare stabilesc în înfăşurările rotorului curenţi care produc un cîmp magnetic. Acest cîmp diferă, în cadrul metodei propuse, faţă de cel de la metoda fazelor înseriate. Avînd în vedere însă ordinul armonicii se poate considera neglijabilă această diferenţă.

Se poate aprecia, deci, că repartiţia cîmpului magnetic creat de curentul care parcurge înfăşurarea legată în triunghi în regimul de funcţionare expus este similară cu repartiţia cîmpului magnetic creat la determinarea impedanţei de succesiunea homopolară prin metoda fazelor înseriate.

Pentru a scrie ecuaţia tensiunilor din circuitul celor trei faze înseriate se aplică legea inducţiei electromagnetice de-a lungul conturului care trece prin axa conductoarelor înfă-

şurărilor. În acest scop se au în vedere următoarele :

— numai fluxurile inductoare de armonică trei şi multiplu de trei dau o rezultantă ne nulă prin orice suprafaţă sprijinită pe conturul considerat ;

— liniile undei spaţiale fundamentale a cîmpului indus se închid pe căi de dispersie, deci, faţă de cîmpul inductor de armonică trei, maşina se comportă ca funcţionînd în scurtcircuit ;

— componenta directă a armonicii spaţiale de ordinul trei a cîmpului indus crează o reacţie longitudinală demagnetizantă, în raport cu cîmpul inductor de armonică trei ;

— influenţa componentei inverse a armonicii spaţiale de ordinul trei a cîmpului indus se consideră neglijabilă.

Ţinînd seama de cele specificate mai sus se poate scrie ecuaţia tensiunilor :

$$\underline{E}_{03} = 3(R_3 + jX_{h3} + jX_{d3})\underline{I}_{03}\,, \qquad (1)$$

de unde :

$$\underline{Z}_{h3} = \frac{\underline{E}_{03} - 3jX_{d3}\,\underline{I}_{03}}{3\underline{I}_{03}}\,, \qquad (1a)$$

în care :

$\underline{Z}_{h3} = R_3 + j3\omega L_{h3}$ este impedanţa pe fază, corespunzătoare fluxului creat de unda spaţială fundamentală a cîmpului indus (la frecvenţa corespunzătoare armonicii de ordinul trei) ;

$\underline{E}_{03}$ — fazorul *t.e.m.* de armonică trei indusă în cele trei faze conectate în triunghi ;

$\underline{I}_{03}$ — fazorul curentului care parcurge circuitul considerat ;

$jX_{d3} = j3\omega L_{d3}$ — reactanţa pe fază, corespunzătoare componentei directe a repartiţiei spaţiale de armonică trei a cîmpului indus (la frecvenţa corespunzătoare armonicii de ordinul trei).

Dacă se împarte la trei impedanţa $\underline{Z}_{h3}$, avînd în vedere faptul că I_{03} are o frecvenţă triplă, în raport cu curentul nominal, se obţine o valoare Z_h apropiată de cea a impedanţei homopolare, determinată prin metoda fazelor înseriate. Deci :

$$\underline{Z}_h \approx \frac{\underline{E}_{03} - 3jX_{d3}\,\underline{I}_{03}}{9\underline{I}_{03}}\,. \qquad (2)$$

Aşa cum s-a arătat, în acest regim, în circuitul magnetic al maşinii, pe lîngă cîmpul creat de sistemul homopolar al curenţilor din triunghi, se găseşte şi cîmpul inductor (de excitaţie), situaţie similară cu cea a momentului iniţial al scurtcircuitului brusc monofazat la nul.

Avînd în vedere şi existenţa cîmpului principal, care crează o stare magnetică apropiată, de cea în care intervine parametrul studiat, se adoptă ca valoare nominală a impedanţei homopolare de fază, valoarea obţinută cu formula (2), în care $\underline{E}_{03}$ şi $\underline{I}_{03}$ sînt mărimile a căror semnificaţie a fost arătată mai sus, dar care sînt determinate corespunzător valorii nominale de fază a tensiunii la funcţionarea în gol.

2.1.2. Maşina sincronă trifazată funcţionînd în scurtcircuit permanent simetric.

a — Conexiune stea. Este cunoscut că în acest regim, fundamentala repartiţiei spaţiale a curbei tensiunii magnetice a cîmpului indus este, practic, egală şi în opoziţie cu cea a cîmpului inductor de acelaşi ordin. Armonica fundamentală a tensiunii magnetice rezultante fiind practic nulă circuitul magnetic este nesaturat. Cîmpul magnetic inductor de armonică trei şi multiplu de trei, induce în cele trei faze *t.e.m.* sinfazice şi egale în modul. În raport cu acestea, cele trei faze se comportă ca trei surse conectate în paralel, dar funcţionînd în gol. În acest regim circuitul magnetic al maşinii este nesaturat, iar faţă de cîmpul inductor de armonică trei şi multiplu de trei maşina se comportă ca funcţionînd în gol.

Între punctul neutru şi punctul de scurtcircuit al celor trei faze se obţine o *t.e.m.* de valoare instantanee e_{hf} conţinînd numai armonici de ordinul trei, sau multiplul de trei.

Dacă cele două puncte se unesc printr-un fir de impedanţă neglijabilă, prin acesta vor trece curenţi cu frecvenţă trei şi multiplu de trei, în raport cu fundamentala, creaţi de *t.e.m.* e_{hf}. Luînd în considerare numai componenta curentului de armonică trei, aceasta va trece prin cele trei faze suprapunîndu-se peste curentul de frecvenţă fundamentală. Spectrul cîmpului magnetic creat de armonica trei a curentului de frecvenţă triplă este similar cu cel studiat la punctul 2.1.1. Ca urmare, impedanţa corespunzătoare fluxului creat de repartiţia spaţială fundamentală a tensiunii magnetice, datorită curentului de armonică, trei, poate fi determinată cu ecuaţia :

$$\underline{Z}_{h3} = \frac{\underline{E}_{03f} - jX_{d3}\,\underline{I}_{03}}{\underline{I}_{03}}\,, \qquad (3)$$

unde :

$\underline{E}_{03f}$ este fazorul *t.e.m.* de armonică trei, indusă într-o fază ;

$\underline{I}_{03}$ — fazorul curentului de armonică trei care parcurge o fază.

Dacă se ţine seama de faptul că frecvenţa curentului I_{03} este triplă faţă de cea a curentului fundamental, precum şi de relaţia dintre curentul din firul de legătură I_{03n} şi curentul de fază şi anume :

$$\underline{I}_{03} = \frac{\underline{I}_{03n}}{3}\,, \qquad (4)$$

se obține, conform (5), o valoare a impedanței homopolare apropiată de cea determinată pentru fundamentală prin metoda fazelor înseriate:

$$\underline{Z}_h = \frac{3\underline{E}_{03f} - jX_{d3}\,\underline{I}_{03n}}{3\,\underline{I}_{03n}} . \qquad (5)$$

Se apreciază, însă, că în regimul considerat circuitul magnetic este nesaturat, deci, aplicînd ecuația (5) se obține valoarea nesaturată a acestei impedanțe.

b — Conexiune triunghi. În cazul în care cele trei faze sînt conectate în triunghi starea magnetică a mașinii determinată de fundamentala repartiției spațiale a tensiunii magnetice este aceeași ca la conexiune stea. Dar la această conexiune *t.e.m.* de armonică trei și multiplu de trei fiind sinfazice, se însumează și produc un curent de armonică trei în circuitul celor trei faze înseriate.

Spectrul cîmpului magnetic creat de curentul de armonică trei este și la această conexiune similar cu cel studiat la punctul 2.1.1. Prin urmare, reactanța corespunzătoare fluxului creat de repartiția spațială fundamentală a tensiunii magnetice datorită curentului de armonică trei poate fi determinată cu ecuația (1). Se precizează, de asemenea, că în acest regim circuitul magnetic este nesaturat și, deci, aplicînd ecuația (1) se obține (ca la punctul 2.1.2. a) valoarea nesaturată a impedanței hompolare corespunzătoare cîmpului fundamental.

2.2. Descrierea metodelor. În prezentarea teoretică efectuată anterior, impedanța Z_{h3} a fost pusă în evidență în două regimuri de funcționare a mașinii sincrone, și anume, funcționarea în gol ca generator cu înfășurarea indusă conectată în triunghi și funcționarea în scurtcircuit permanent simetric, cu înfășurarea indusă conectată în stea și în triunghi. Corespunzător acestor regimuri se obține valoarea saturată respectiv nesaturată a acestei impedanțe.

Utilizînd formulele (2) și (5) se obține, în funcție de regimul folosit, o valoare a impedanței practic egală cu cea corespunzătoare sistemului homopolar de frecvență nominală, atît pentru starea saturată, cît și nesaturată a circuitului magnetic al mașinii.

Conform ecuațiilor (1) și (3), pentru a obține valoarea impedanței homopolare $\underline{Z}_{h3}$ corespunzătoare sistemului homopolar de frecvență triplă este necesară cunoașterea *t.e.m.* $\underline{E}_{03}$, $\underline{E}_{03f}$, a reactanței X_{d3}, precum și cea a curentului $\underline{I}_{03}$.

Se propun mai multe metode pentru determinarea impedanței homopolare, în funcție de regimul folosit sau de modul de determinare a mărimilor utilizate.

2.2.1. Metoda aproximativă pentru determinarea valorii nesaturate a impedanței $\underline{Z}_h$. Dacă în ecuația (2) se neglijează termenul $jX_{d3}I_{03}$, aceasta devine:

$$\underline{Z}_h \approx \frac{\underline{E}_{03}}{9\underline{I}_{03}} . \qquad (6)$$

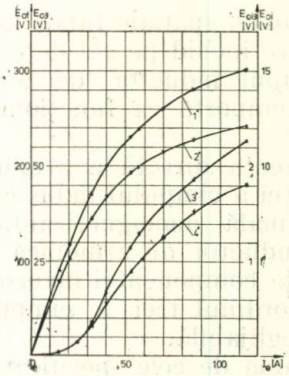


Fig. 1a. Caracteristicile de funcționare în gol ca generator — triunghi deschis (rotor cu poli aparenți):
1 — $E_{0f} = f(I_e)$; 2 — $E_{0i} = f(I_e)$;
3 — $E_{03} = f(I_e)$; 4 — $E_{0i3} = f(I_e)$.

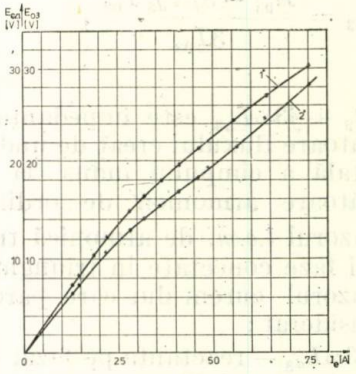


Fig. 1b. Caracteristicile de funcționare în gol ca generator triunghi deschis (rotor cu poli înecați):
1 — $E_{0\Delta} = f(I_e)$; 2 — $E_{03} = f(I_e)$.

Simplificarea considerată conferă caracterul aproximativ al metodei.

Pentru determinarea mărimii E_{03} se face o încercare de funcționare în gol ca generator cu înfășurarea indusă, conectată în triunghi deschis și se ridică caracteristicile:

$$E_{0f} = f(I_e) \text{ și } E_{03} = f(I_e), \quad \text{(fig. 1a, 1b)},$$

unde:

E_{03} este *t.e.m.* de frecvență triplă, măsurată la bornele triunghiului deschis;

E_{0f} — *t.e.m.* de frecvență fundamentală, măsurată pe fază;

I_e — curentul din circuitul inductor.

Pentru determinarea mărimii I_{03} se face, de asemenea, o încercare de funcționare în gol

ca generator dar cu înfășurarea indusă, conectată în triunghi închis, ridicîndu se caracteristicile :

$$E_{0f} = f(I_e) \text{ și } I_{03} = f(I_e), \quad \text{(fig. 2a, 2b)},$$

unde :

I_{03} este curentul de frecvență triplă din înfășurarea indusă, conectată în triunghi închis.

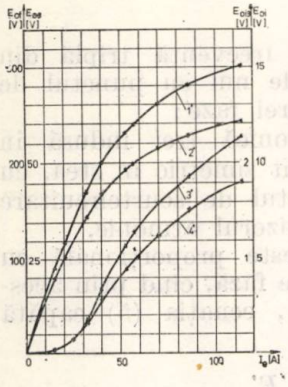


Fig. 2a. Caracteristicile de funcționare în gol ca generator-triunghi închis (rotor cu poli aparenți) :
$1 - E_{0f} = f(I_e)$; $2 - E_{0i} = f(I_e)$; $3 - I_{03} = f(I_e)$; $4 - E_{0i3} = f(I_e)$.

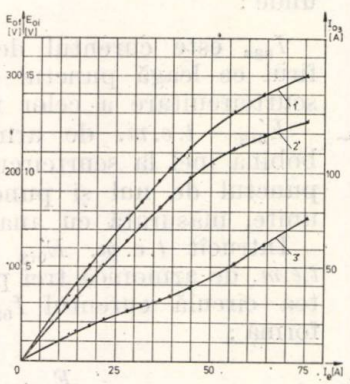


Fig. 2b. Caracteristicile de funcționare în gol ca generator-triunghi închis (rotor cu poli înecați)) :
$1 - E_{0f} = f(I_e)$; $2 - E_{0i} = f(I_e)$; $3 - I_{03} = f(I_e)$.

Celelalte mărimi au aceeași semnificație ca mai înainte.

De pe caracteristicile de funcționare în gol ca generator cu triunghiul deschis, se determină pentru $E_{0f} = U_N$ valoarea *t.e.m.* E_{03}, iar de pe caracteristicile de funcționare în gol, ca generator cu triunghiul închis, se determină, pentru $E_{0f} = U_N$, valoarea curentului de armonică trei I_{03}.

Introducînd aceste mărimi în relația (6) se determină valoarea aproximativă a impedanței de succesiune homopolară, corespunzătoare frecvenței nominale.

Componenta activă R_0 a impedanței homopolare se consideră, conform literaturii de specialitate, ca fiind egală cu rezistența fazei măsurată în curent continuu deoarece datorită sensului curenților homopolari în conductoarele din crestături, solenația rezultantă a crestăturii este mică și, ca atare, fluxul corespunzător este mic și, deci, fenomenul de refulare neglijabil.

Cunoscînd valoarea impedanței și a componentei sale active se poate determina valoarea componentei reactive, adică valoarea reactanței de succesiune homopolară.

2.2.2. Metode pentru determinarea valorii saturate a impedanței homopolare. La metoda anterioară s-a considerat că valoarea *t.e.m.* E_{03}, indusă de cîmpul de armonică trei la funcționarea cu triunghiul deschis în gol, este cea care determină curentul I_{03} la închiderea triunghiului. În realitate, datorită componentei directe a undei spațiale de armonică trei, care creează un cîmp de reacție după direcția cîmpului inductor de armonică trei, cîmpul rezultant de armonică trei, la închiderea triunghiului, se micșorează. Fluxul rezultant și, deci, și *t.e.m.* rezultante de armonică trei sînt mai mici la funcționarea cu triunghiul închis, decît la funcționarea în gol cu triunghiul deschis. Cunoscînd valoarea acestei *t.e.m.* și ținînd cont si de faptul că în circuitul magnetic principal se găsește și fluxul inductor de excitație, deci starea de magnetizare reală, se poate afirma că valoarea obținută pentru impedanța Z_h este cea saturată.

Pentru determinarea *t.e.m.* de armonică trei în triunghiul închis sau a unei mărimi proporționale cu ea, pe circuitul magnetic al statorului se montează o bobină în inel, pe axa longitudinală a dintelui și pe jugul statorului conform figurii 3. Bobina poate fi realizată din una sau două spire din sîrmă foarte subțire, cu diametrul de aproximativ 0,5 mm, montată, eventual, în faza de execuție a mașinii. În aceste condiții se ridică, la încercarea de funcționare în gol cu triunghiul deschis, caracteristicile :

$$E_{0f} = f(I_e), E_{03} = f(I_d) \text{ și } E_{0i3} = f(I_e), \text{ (fig. 1a,1b)}$$

unde :

E_{0i3} este *t.e.m.* de armonică trei indusă în bobina inel și măsurată cu analizorul armonic.

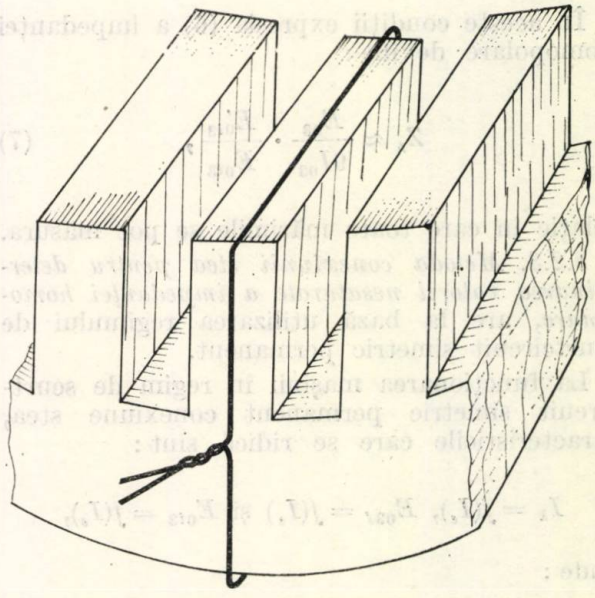


Fig. 3. Dispunerea bobinei inel pe circuitul magnetic al statorului

Se efectuează o încercare de funcționare în gol cu triunghiul închis, ridicîndu-se caracte-

ristice:

$$E_{0f} = f(I_e),\ I_{03} = f(I_e) \text{ și } E'_{0i3} = f(I_e), \quad \text{(fig. 2a,2b)}$$

unde:

E'_{0i3} este *t.e.m.* de armonică trei indusă în bobina inel la funcționarea în gol cu triunghiul închis și măsurată cu analizorul armonic.

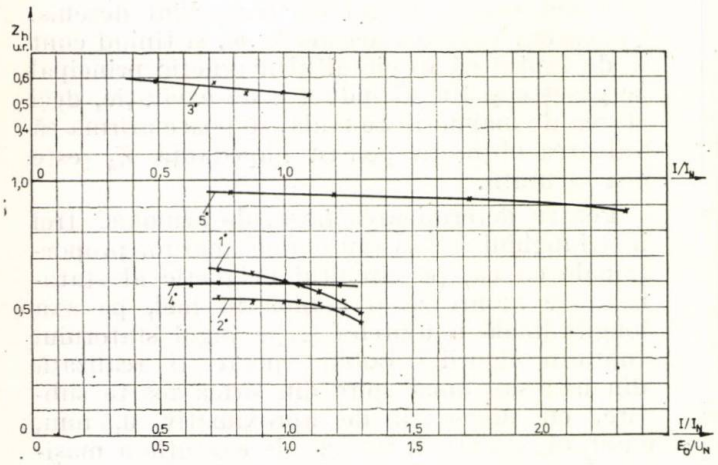


Fig. 4. Impedanța de succesiune homopolară:
1 — $Z_h = f(E_0/U_N)$ — metoda funcționării în gol ca generator conexiune triunghi (metoda aproximativă); 2 — $Z_h = f(E_0/U_N)$ — metoda funcționării în gol ca generator conexiune triunghi (metoda exactă); 3 — $Z_h = f(I/I_N)$ — metoda funcționării în scurtcircuit simetric ca generator-conexiune stea triunghi; 4 — $Z_h = f(I/I_N)$ — metoda fazelor înseriate; 5 — $Z_h = f(I/I_N)$ — metoda scurtcircuitului bifazat la nul.

T.e.m. E_{0i3} și E'_{0i3} sînt proporționale cu *t.e.m.* induse în triunghiul deschis și închis prin aceeași constantă, determinată de numărul de spire, factorul de înfășurare și numărul de faze.

În aceste condiții expresia (6) a impedanței homopolare devine:

$$Z_h \approx \frac{E_{03}}{9I_{03}} \cdot \frac{E'_{0i3}}{E_{0i3}}, \qquad (7)$$

relație în care toate mărimile se pot măsura.

2.2.3. Metoda conexiunii stea pentru determinarea valorii nesaturate a impedanței homopolare, are la bază utilizarea regimului de scurtcircuit simetric permanent.

La funcționarea mașinii în regim de scurtcircuit simetric permanent conexiune stea, caracteristicile care se ridică sînt:

$$I_k = f(I_e),\ E_{03f} = f(I_e) \text{ și } E_{0i3} = f(I_e),$$

unde:

I_k este curentul de scurtcircuit pe fază, de frecvență nominală;

E_{03f} — *t.e.m.* de armonică trei pe fază, măsurată cu analizorul armonic;

E_{0i3} — *t.e.m.* de armonică trei indusă în bobina inel, măsurată cu analizorul armonic;

I_e — curentul de excitație.

Se unește punctul de scurtcircuitare a celor trei faze cu punctul de nul, printr-un transformator de curent sau printr-un șunt neinductiv adecvat, ridicîndu-se caracteristicile:

$$I_k = f(I_e),\ I_{03n} = f(I_e) \text{ și } E'_{0i3} = f(I_e),$$

unde:

I_{03n} este curentul de frecvență triplă din firul ce leagă punctul de nul cu punctul de scurtcircuitare a celor trei faze;

E'_{0i3} — *t.e.m.* de armonică trei indusă în bobina inel la scurtcircuit simetric în stea, cu punctul de nul și punctul de scurtcircuitare unite, măsurată cu analizorul armonic.

Întrucît *t.e.m.* E'_{0i3} este proporțională cu *t.e.m.* de armonică trei pe fază, cînd prin acestea circulă curentul I_{03}, ecuația (5) capătă forma:

$$Z_h = \frac{E_{03f}}{I_{03n}} \cdot \frac{E'_{0i3}}{E_{0i3}}. \qquad (8)$$

Pentru aplicarea relației (8) se determină, din caracteristicile de scurtcircuit simetric în stea, valorile lui E_{03f}, E_{0i3} și I_e pentru o valoare dată I_k a curentului de scurtcircuit pe fază. Apoi din caracteristicile de scurtcircuit cu nulul unit, pentru aceeași valoare a curentului I_e se determină mărimile I_{03n} și E'_{0i3}. Ca valoare nominală a impedanței homopolare

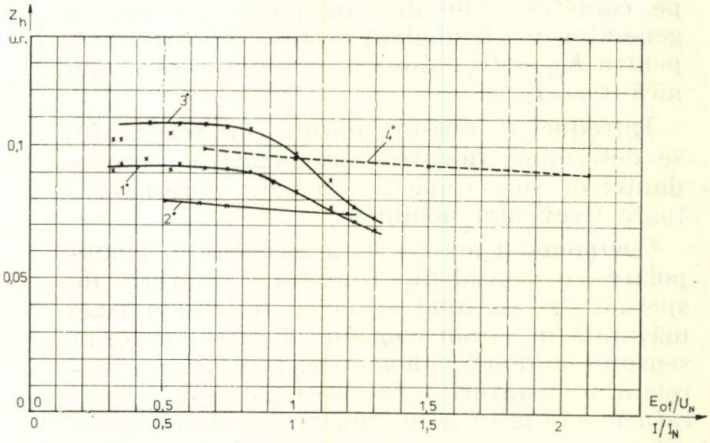


Fig. 5. Impedanța de succesiune homopolară (rotor cu poli înecați):
1 — $Z_h = f(E_0/U_N)$ — metoda funcționării în gol ca generator (metoda aproximativă) utilizînd *t.e.m.* de armonică trei; 2 — $Z_h = f(I/I_N)$ — metoda fazelor înseriate; 3 — $Z_h = f(E_0/U_N)$ — metoda funcționării în gol ca generator (metoda aproximativă) utilizînd *t.e.m.* de la bornele triunghiului deschis; 4 — $Z_h = f(I/I_N)$ — metoda scurtcircuitului bifazat la nul.

determinată prin această metodă se adoptă cea corespunzătoare valorii nominale a curentului pe fază la scurtcircuit.

2.2.4. Metoda conexiunilor stea — triunghi în regim de scurtcircuit simetric permanent pentru determinarea valorilor nesaturate ale impedanței homopolare. Se caracterizează prin aceea că folosește datele de la regimul de scurtcircuit simetric permanent.

La funcționarea mașinii în regim de scurtcircuit simetric permanent conexiune stea, caracteristicile care se ridică sînt :

$$I_k = f(I_e),\ E_{03f} = f(I_e) \text{ și } E_{0i3} = f(I_e).$$

Semnificația mărimilor I_k, E_{03f}, E_{0i3} și I_e a fost indicată la punctul 2.2.3.

Se realizează regimul de scurtcircuit permanent simetric, conexiune triunghi, ridicîndu-se caracteristicile :

$$I_{kl} = f(I_e),\ I_k = f(I_e),\ I_{03} = f(I_e),\ E'_{03} = f(I_e),$$

unde :

I_{kl} este curentul de linie la scurtcircuit de frecvență nominală, valoarea eficace ;
I_k — curentul de fază la scurtcircuit, valoarea eficace ;
I_{03} — curentul de fază, de armonică trei, valoare eficace, la scurtcircuit.

Armonica I_{03}, se determină din datele de la scurtcircuit conexiune triunghi folosind relația : $I_{03} = \sqrt{I_k^2 - (I_{kl}/\sqrt{3})^2}$, sau prin analiză armonică.

Se efectuează raportul $I_{kl}/\sqrt{3}$, care reprezintă fundamentala curentului de fază și pentru valoarea găsită se determină din caracteristicile de scurtcircuit conexiune triunghi, *t.e.m.* E'_{0i3} și curentul I_{03}, iar din caracteristicile de scurtcircuit conexiune stea, *t.e.m.* E_{03f} și E_{0i3}. Mărimile obținute se înlocuiesc în formula (7), determinîndu-se valoarea nesaturată a impedanței homopolare. La utilizarea relației (7) pentru această metodă, se are în vedere că $E_{03} = 3E_{03f}$.

Ca valoare nominală a impedanței homopolare, determinată prin această metodă, se consideră cea corespunzătoare valorii nominale a curentului de fază la scurtcircuit.

3. Rezultatele experimentale

Verificările experimentale au fost efectuate pe un generator sincron cu parametrii :

$P_N = 265$ kVA, $U_N = 400$ V, $I_N = 383$ A, $\cos \varphi_N = 0{,}8$.

$n = 1500$ rot/min, avînd același stator și două variante constructive pentru rotor și anume :

— rotor cu poli aparenți ;
— rotor cu poli înecați.

Rezultatele obținute sînt materializate în caracteristicile și în datele din tabelul 1.

Din analiza datelor experimentale rezultă și unele aspecte interesante, legate de magnetizarea la frecvență triplă a circuitului principal. Astfel, curbe de magnetizare pentru armonică trei $E_{03} = f(I_e)$ prezintă, la varianta cu rotor cu poli înecați, porțiunea inițială avînd concavitatea în jos, iar porțiunea finală avînd concavitatea în sus, spre deosebire de varianta cu poli aparenți, la care comportarea este inversă.

La varianta cu rotor neted, pentru o solenație inductoare dată, din zona curbei de magnetizare cu concavitatea în sus, *t.e.m.* E_{03} este mai mare, la funcționarea în gol cu circuitul magnetic principal saturat (gol ca generator cu triunghiul deschis), decît la funcționarea în

Tabelul 1

Caracteristicile mașinii sincrone încercate	METODA UTILIZATĂ PENTRU DETERMINAREA IMPEDANȚEI HOMOPOLARE Z_h						
		Metoda fazelor înseriate	Metoda aproximativă a regimului de gol		Metoda exactă a regimului de gol	Metoda exactă a regimului de scurtcircuit simetric stea-triunghi	Metoda scurtcircuitului bifazat la nul
			E_{03}	$E_0\omega$			
	$\frac{Z_h}{Z_N}$ [u.r.]	1	2	3	4	5	6
Generator sincron 265 kVA 400 V 1500 rot/min cosØ = 0,8 rotor cu poli aparenți		0,0595	0,061	0,061	0,053	0,055	0,094
	$\frac{Z_h}{Z_{h1}}$	1	1,025	1,025	0,89	0,925	1,58
Generator sincron 265 kVA 400 V 1 500 rot/min cos Ø = 0,8 Rotor cu poli înecați	$\frac{Z_h}{Z_N}$ [u.r.]	0,076	0,083	0,0975	0,068	—	0,096
	$\frac{Z_h}{Z_{h1}}$	1	1,093	1,28	0,896	—	1,26

$\frac{Z_h}{Z_{h1}}$ Raportul dintre valoarea impedanței homopolare determinată prin una din metodele indicate în tabel, și valoarea obținută prin metoda fazelor înseriate.

gol cu circuitul magnetic nesaturat (scurtcircuit conexiune stea).

Corelînd aceste aspecte rezultă că la varianta cu rotor cu poli înecați, mărirea fluxului de armonică trei, la apariția fenomenului de saturație în regim de funcționare în gol ca generator se datorește transferului de energie electromagnetică din cîmpul de frecvență fundamentală în cîmpul de frecvență triplă.

4. Analiza erorilor

Erorile care afectează un parametru determinat pe cale experimentală se datorsec, în general, următoarelor cauze :

— parametrul considerat nu este determinat în regimul în care apare ;

— schemele de conectare a aparatelor modifică valorile mărimilor ce se măsoară ;

— aparatele folosite măsoară mărimea considerată cu eroare.

În funcție de natura lor, aceste erori pot fi denumite, în ordinea în care au fost prezentate, astfel ;

— erori de metodă de determinare ;

— erori de schemă sau de metoda de măsurare ;

— erori de aparat.

În cele ce urmează se face o analiză a modului și gradului în care intervin aceste surse de erori la determinarea impedanței homopolare prin metodele propuse.

4.1. Erori de metodă. Regimul real în care apare impedanța homopolară este scurtcircuitul instantaneu monofazat la nul, regim în care în momentul inițial, în circuitul magnetic al mașinii sincrone se găsește fluxul principal.

Analizate din acest punct de vedere, metoda aproximativă (pct. 2.2.1) și metoda exactă (pct. 2.2.2), propuse pentru determinarea impedanței homopolare din încercarea de gol, permit obținerea parametrului considerat într-un regim de magnetizare practic cu cel real. Metodele de la punctele 2.2.3. și 2.2.4., așa cum își propun, permit determinarea lui Z_h într-un regim în care circuitul magnetic principal este nesaturat, deci, într-o stare de magnetizare similară cu cea de la metodele existente ; deci, sînt afectate de acest gen de eroare.

Metoda aproximativă de determinare a lui Z_h este afectată de eroare de metodă prin faptul că nu ia în considerare valoarea reală a *t.e.m.* E_{03}. Pe baza rezultatelor obținute și pe alte mașini sincrone se poate afirma că valoarea impedantei homopolare, obținută cu această metodă este foarte apropiată de cea rezultată prin metoda fazelor înseriate, ceea ce din punct de vedere industrial este întrutotul satisfăcător.

Acest gen de eroare este eliminat la metoda exactă, care ține cont atît de prezența cîmpului direct, cît și de cea a celui invers, adică permite utilizarea valorii reale a *t.e.m.* E_{03} ce determină curentul I_{03}.

O altă sursă de erori de metodă o constituie faptul că în cazul considerat sistemul curenților de secvență homopolară are frecvența triplă în raport cu cea nominală ceea ce poate influența valoarea componentei reactive și ative a impedanței homopolare.

Astfel la creșterea frecvenței fluxului de dispersie creat de curentul homopolar, cresc pierderile prin curenți turbionari în porțiunea feromagnetice a circuitului acestui flux, ceea ce conduce la micșorarea fluxului de dispersie considerat și, deci, a reactanței de secvență homopolară.

Dar modificarea este neesențială deoarece creșterea pierderilor în oțel este neînsemnată atît datorită valorii mici a fluxului magnetic, cît și măsurilor constructive ce se iau la realizarea circuitului magnetic.

O eroare de metodă apare deoarece impedanța hompolară corespunzătoare frecvenței nominale se determină împărțind la trei impedanța definită de relația (1), pentru că frecvența sistemului homopolar utilizat este de trei ori mai mare decît cea nominală.

După cum se știe, componenta reactivă a impedanței se modifică proporțional cu frecvența dar componenta activă nu variază după aceeași lege ci crește mai încet cu creșterea frecvenței. Din acest motiv, rezultă o valoare mai mică a impedanței homopolare, determinată conform metodei propuse.

Avînd în vedere, însă, că valoarea componentei active este mult mai mică decît cea a componentei reactive, modificarea valorii impedanței homopolare este neglijabilă.

În categoria erorilor de metodă se impune a fi inclusă și cea care apare datorită prezenței armonicilor multiplu de trei din curba *t.e.m.* și a curentului din triunghiul închis.

În cazul utilizării analizorului armonic, această eroare se elimină. Este de menționat faptul că analizorul armonic este un aparat care trebuie să facă parte din dotarea întreprinderilor constructoare de mașini sincrone pentru efectuarea altor probe, obligatorii, conform standardelor în vigoare. De asemenea, trebuie remarcat că armonicile superioare multiplu de trei sînt procentual neimportante la mașinile sincrone cu poli aparenți, ca atare, eroarea de această natură este neglijabilă. La mașinile cu rotor neted, armonicile superioare de dentură pot fi cunoscute ca ordin de mărime și luate măsuri în consecință, referitoare la precizia metodelor.

4.2. Erori de schemă. Conform metodelor propuse este necesară măsurarea curentului în circuitul fazelor înseriate. În acest scop, în circuit trebuie introdus un element pentru măsurarea curentului, care poate fi transformator de curent sau șunt neinductiv.

La utilizarea transformatoarelor de curent trebuie avut în vedere ca impedanța acestuia să nu modifice valoarea curenților din circuit. Utilizarea șunturilor neinductive este, în general, de preferat, în acest mod eliminîndu-se o sursă importantă de erori. Măsurarea căderii de tensiune de pe șunturi se poate face utilizînd voltmetre digitale și, evident, analizor armonic.

4.3. Erori de aparate. O parte din mărimile ce se măsoară cu frecvența de 150 Hz, diferită de cea pentru care sînt construite aparatele uzuale. Pentru măsurarea acestor mărimi se utilizează transformatoare de tensiune și curent, ampermetre și voltmetre.

Creșterea frecvenței conduce la creșterea erorii de raport a transformatoarelor de măsură, eroare ce interesează în cazul de față.

Utilizînd transformatoare cu clasă de precizie 0,1 la 50 Hz, în general, eroarea de raport la 150 Hz poate conduce la o clasă de precizie a transformatoarelor în jur de 0,5 ceea ce este satisfăcător.

Măsurarea curentului și tensiunii se poate face utilizînd aparate electrodinamice care, în general, se construiesc în clasa de precizie superioară pentru domenii largi de frecvență.

Trebuie remarcat, de asemenea, că parametrul ce interesează se determină ca raportul a două mărimi și dacă erorile aparatelor utilizate au același semn, eroarea ce efectuează parametrul obținut este mult micșorată.

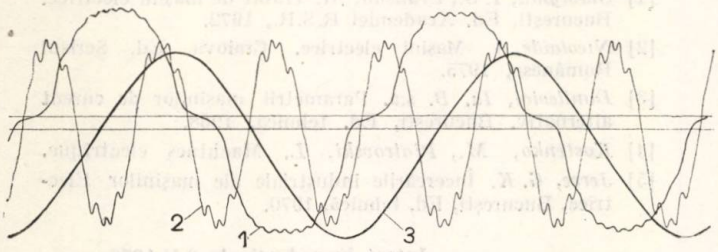


Fig. 6a. Oscilograma efectuată la funcționarea în egim de generator cu triunghiul deschis (rotor cu poli aparenți): $1 - e_{0i} = f(t)$; $2 - e_{03} = f(t)$; $3 - e_{0f} = f(t)$.

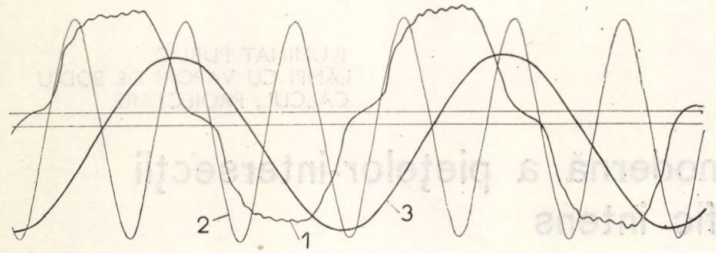


Fig. 6b. Oscilograma efectuată la funcționarea în regim de generator cu triunghiul închis (rotor cu poli aparenți): $1 - e_{0i} = f(t)$; $2 - i_{03} = f(t)$; $3 - e_{0f} = f(t)$.

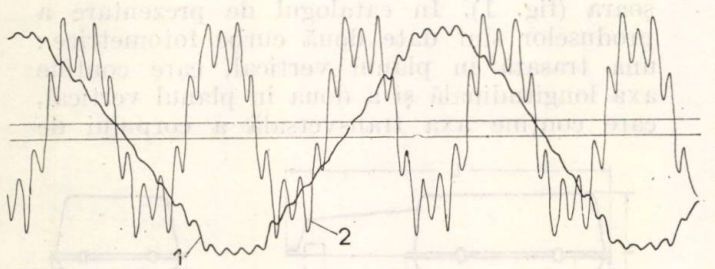


Fig. 7a. Oscilograma efectuată la funcționarea în regim de gnerator cu triunghiul deschis (rotor cu poli înecați): $1 - e_{0i} = f(t)$; $2 - e_{03} = f(t)$.

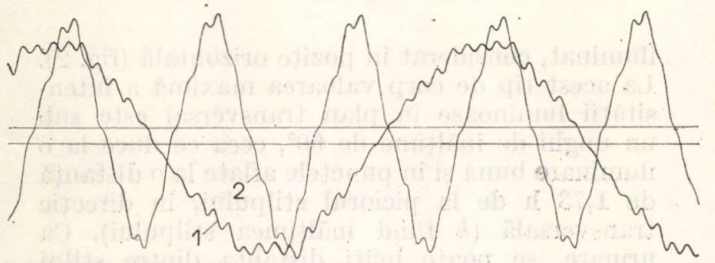


Fig. 7b. Oscilograma efectuată la funcționarea în regim de generator cu triunghiul închis (rotor cu poli înecați): $1 - e_{0i} = f(t)$; $2 - i_{03} = f(t)$.

5. Concluzii

1. Valoarea nominală a reactanței homopolare, determinată prin metoda aproximativă, este apropiată de cea obținută prin metoda fazelor înseriate, ceea ce conduce la concluzia că această metodă poate fi utilizată în încercările industriale cu bune rezultate.

2. Metoda aproximativă prezintă avantaje economice din punct de vedere al operativității, cît și al cheltuielilor de investiții, care devin importante, în special, la mașinile de putere mare. Astfel, determinarea lui Z_h prin metoda propusă poate fi efectuată în cadrul încercării de funcționare în gol.

3. Metoda exactă permite determinarea valorii impedanței homopolare, într-un regim în care starea de magnetizare a circuitului magnetic este practic similară cu cea din regimul în care se definește Z_h. Din acest punct de vedere se poate afirma că eroarea de metodă ce afectează mărimea Z_h este minimă.

4. Alura curbei impedanței homopolare, arată că valoarea acesteia depinde de starea de magnetizare a circuitului principal, aspect pe care literatura de spcialitate l-a negat.

5. Aplicarea metodei exacte impune plasarea unei spire inel pe circuitul magnetic al statorului ceea ce constituie un inconvenient. În fabricile constructoare de mașini electrice acest neajuns nu este important, spira inel putînd fi montată, fără cheltuieli suplimentare, în procesul fabricației.

De remarcat că și alte metode, ca și metoda determinării reactanței de scăpări, impun utilizarea de bobine sondă.

6. Spira inel, montată, poate fi utilizată pentru extinderea investigațiilor asupra mașinii. Astfel poate fi făcută analiza armonică a flu-

xului în diverse regimuri cu concluzii asupra pierderilor în oţel, poate fi determinată reactanţa de scăpări etc.

7. Este pus în evidenţă procesul diferit de magnetizare pentru armonica a treia spaţială a cîmpului magnetic în funcţie de tipul constructiv al rotorului.

8. Valoarea impedanţei homopolare este diferită în funcţie de tipul constructiv al rotorului prezentînd valori mai mari pentru rotorul neted.

9. Metodele de determinare a reactanţei homopolare, folosind regimurile de scurtcircuit conduc la o valoare a lui Z_h foarte apropiată de cea obţinută prin metoda fazelor înseriate, regim similar din punct de vedere al stării de magnetizare cu cel de la metoda propusă. Diferenţa mică dintre valorile lui Z_h, obţinute prin cele două metode, confirmă justeţea principiilor metodelor propuse.

10. Cunoscînd prin calcul valoarea *t.e.m.* E_{03} şi a impedanţei Z_{h3} poate fi determinat curentul I_{03} şi analizată posibilitatea utilizării în exploatare a generatorului sincron cu înfăşurarea indusă conectată în triunghi.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice. Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R., 1972.

[2] *Nicolaide, A.* Maşini electrice. Craiova, Ed. Scrisul Românesc, 1975.

[3] *Danilevici, Ia. B.* ş.a. Parametrii maşinilor de curent alternativ. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[4] *Kostenko, M., Piotrovski, L.* Machines electrique.

[5] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale maşinilor Electrice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1970.

Intrat în redacţie la 2.II.1976

CZ 628.971.7

ILUMINAT PUBLIC
LĂMPI CU VAPORI DE SODIU
CALCUL, PROIECTARE

Iluminarea economică şi modernă a pieţelor-intersecţii cu trafic intens

VASILE PRISĂCARU, CLAUDIA BOTEZ, ADRIANA PRISĂCARU* — Iaşi

Tendinţa actuală în iluminatul public preconizează utilizarea stîlpilor înalţi şi foarte înalţi, echipaţi cu surse luminoase cu eficacitate mare şi de puteri mari, cum ar fi lămpile cu vapori de sodiu sau cu xenon [1]. Pieţele şi intersecţiile care ocupă o suprafaţă mare se pretează, în primul rînd, unor astfel de tendinţe. Lucrarea de faţă îşi propune să evidenţieze avantajele unei instalaţii de iluminat moderne, proiectată cu stîlpi înalţi ($h = 30$ m) şi corpuri de iluminat echipate cu lămpi cu vapori de sodiu, pentru o piaţă-intersecţie cu o suprafaţă de aproximativ 30 000 m². De asemenea se propune o metodă de calcul pentru proiectarea şi verificarea iluminării pieţelor.

1. Calcule preliminare

Pentru iluminatul pieţei s-au ales corpuri de iluminat de tip *PVB* — 7A — 1 400, fabricate de întreprinderea „Electrobanat"-Timişoara (fig. 1). În catalogul de prezentare a produselor sînt date două curbe fotometrice: una trasată în planul vertical, care conţine axa longitudinală şi a doua în planul vertical, care conţine axa transversală a corpului de iluminat, considerat în poziţe orizontală (fig. 2). La acest tip de corp valoarea maximă a intensităţii luminoase în plan transversal este sub un unghi de înălţime de 60°, ceea ce duce la o iluminare bună şi în punctele aflate la o distanţă de 1,73 h de la piciorul stîlpului, în direcţie transversală (h fiind înălţimea stîlpului). Ca urmare, se poate mări distanţa dintre stîlpi fără a înrăutăţi valorile coeficienţilor de uniformitate a iluminării E_{max}/E_{min} şi E_{med}/E_{min}.

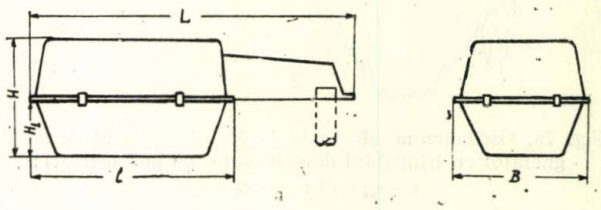


Fig. 1. Corp de iluminat tip *PVB* — 7A — 1 400

* Dr. ing. *V. Prisăcaru* este profesor, ing. *C. Botez* şi ing. *A. Prisăcaru* sînt asistente la Institutul politehnic-Iaşi.

În afară de aceasta, corpul de iluminat $PVB-7$ are un randament ridicat (circa 0,85) și este perfect etanș, nepermițînd insectelor să pătrundă în interiorul lui.

Pentru echiparea corpurilor de iluminat s-au ales lămpi cu vapori de sodiu, care se fabrică deja la noi în țară la Uzina de cinescoape — — București. Parametrii acestor lămpi sînt: puterea $P = 400$ W, fluxul luminos $\Phi_1 = 40000$ lm și, deci, eficacitatea luminoasă $\eta = 100$ lm/W, cu mult mai mare ca cea a lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune, de aceeași putere, care au $\eta = 51$ lm/W[5].

Înălțimea stîlpilor s-a adoptat $h = 30$ m.

Piața-intersecție pentru care se face calculul este de 30 000 m², din care circa 10 000 m² reprezintă suprafața intersecțiilor. În conformitate cu $PE - 136$ se recomandă o iluminare medie de 12 lx, pentru străzi cu circulație foarte intensă și 6 lx, pentru străzi cu circulație intensă. În intersecții și în alte porțiuni speciale de traseu se recomandă o mărire cu 50% a nivelului de iluminare. Considerînd un trafic între intens și foarte intens, se adoptă pentru piață un nivel de iluminare mediu de 8 lx, iar pentru intersecție 12 lx (mărind cu 50% conform normelor).

Considerînd, de asemenea, că 65% din fluxul emis de lămpi cade pe suprafața de iluminat, iar restul de 35% este absorbit de corpul de iluminat și pentru iluminarea suprafețelor învecinate, rezultă următoarele valori ale fluxului util:

$10\,000\ \text{m}^2 \cdot 12\ \text{lx} + 20\,000\ \text{m}^2 \cdot 8\ \text{lx} = 280\,000\ \text{lm}.$

Valoarea obținută, reprezentînd 65% din fluxul total necesar pentru obținerea nivelului de iluminare medie impus, rezultă că fluxul total emis de lămpi va fi:

$$28\,000 : 0{,}65 = 430\,000\ \text{lm},$$

iar numărul de lămpi:

$N = 430\,000 : 40\,000 \simeq 10$. Ținînd seama și de coeficientul de depreciere se adoptă $N = 12$ lămpi.

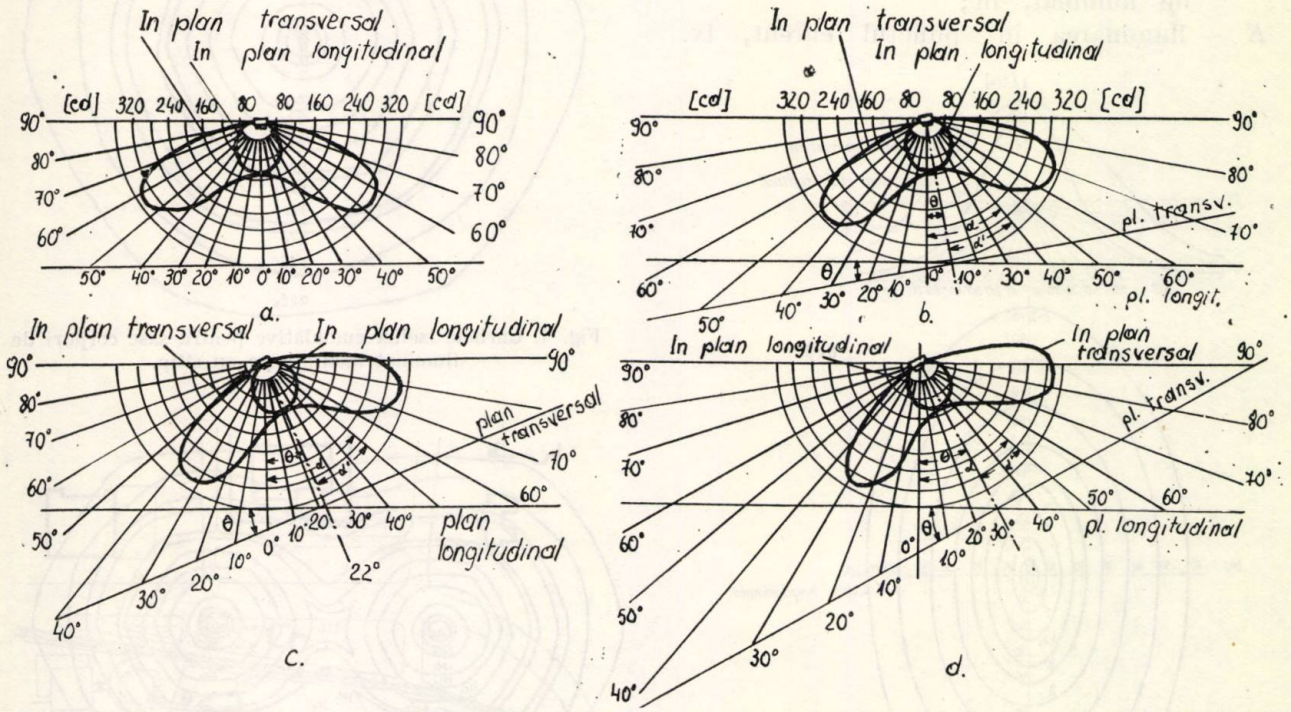


Fig. 2. Curbele fotometrice ale corpului de iluminat tip $PVB - 7A - 1\,400$ pentru lampa convențională de 1 000 lm și unghiul de înclinare $\theta = 0°; 10°; 22°; 30°$.

S-au studiat două variante de distribuție a lămpilor: pe doi stîlpi cu cîte 6 lămpi pe stîlp și pe 3 stîlpi (cu cîte 6,4,2 lămpi pe fiecare stîlp). Cele două variante au fost impuse nu numai de necesități rutiere sau fotometrice, ci și de estetica arhitecturală a pieței.

2. Studiul variantei cu doi stîlpi

2.1. Corpurile de iluminat montate orizontal ($\theta = 0°$). Metodologia de proiectare este cea indicată în lucrarea [2]. Astfel, pe baza curbelor fotometrice (fig. 2a) s-au trasat curbele iluminării $E = f(d)$, după intersecția celor două plane (longitudinal și transversal), ale corpului de iluminat cu planul util, la înălțimea $h = 30$ m, d fiind distanța de la punctul în care axa corpului înțeapă planul util pînă la punctul curent dat pe una din intersecțiile celor două plane cu planul de iluminat (fig. 3a). Relația de calcul a iluminării după cele două axe

din planul de iluminat este :

$$E = \frac{40\, I_\alpha \cos^3_\alpha}{h^2}, \qquad (1)$$

unde :

I_α este intensitatea luminoasă în direcţia punctului curent, în cd ;

α — unghiul de înălţime a intensităţii luminoase ;

h — înălţimea de suspendare a corpului de iluminat, m ;

E — iluminarea în punctul curent, lx.

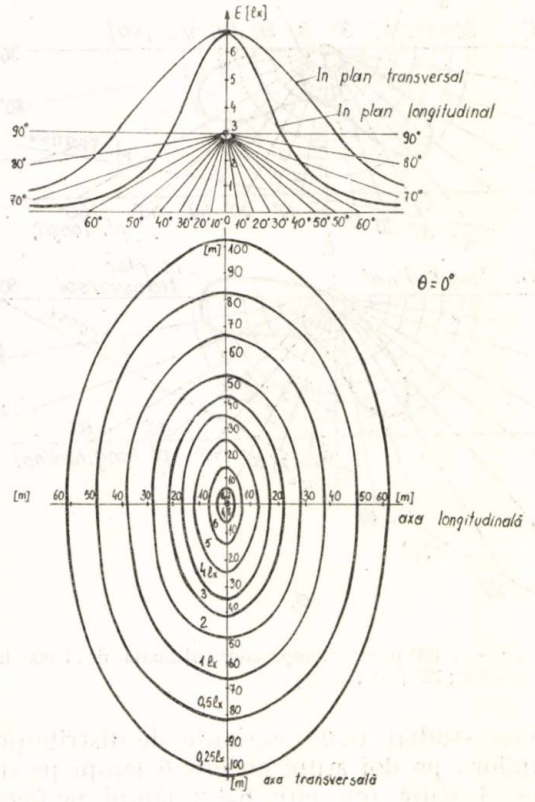


Fig. 3. Variaţia iluminării în funcţie de distanţă (a) şi curbele izolux pe planul de iluminat (b), cînd corpul de iluminat este montat orizontal : $\theta = 0°$ la înălţimea $h = 30$ m faţă de planul util şi echipat cu lampa de $P = 400$ W cu vapori de sodiu.

Pe baza curbelor $E = f(d)$ se trasează curbele izolux (fig. 3b) pe planul de iluminat, direct pentru corpul echipat cu lampa cu vapori de sodiu (Ø = 40 000 lm). Pentru a uşura calculele, scara la care se trasează curbele izolux coincide cu scara la care este desenată piaţa.

În varianta studiată se montează cîte 6 corpuri pe stîlp, axele lor longitudinale făcînd unghiuri de 60° între ele. Se trasează curbele izolux, cumulate pentru un stîlp (fig. 4). Cu ajutorul lor se trasează curbele izolux pe planul de iluminat, cumulînd două familii de curbe izolux trasate pentru fiecare stîlp în parte (fig. 5).

2.1.1 Calculul iluminărilor. Se impune calculul iluminării medii generale şi a intersecţiilor. Pentru primul caz s-a determinat, mai întîi,

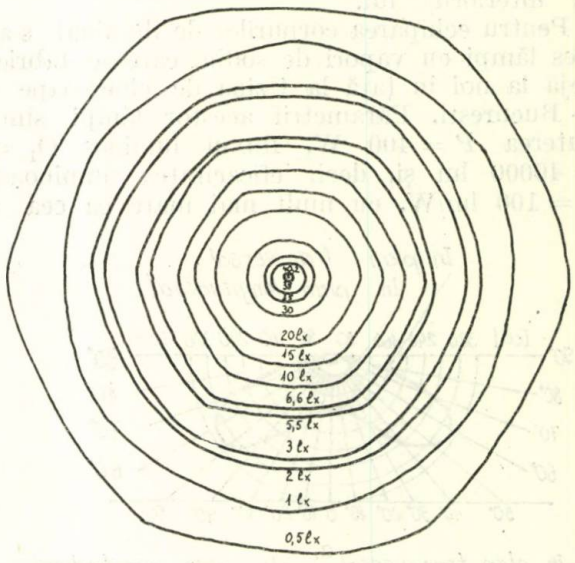


Fig. 4. Curbele izolux cumulative pentru şase corpuri de iluminat montate pe un stîlp.

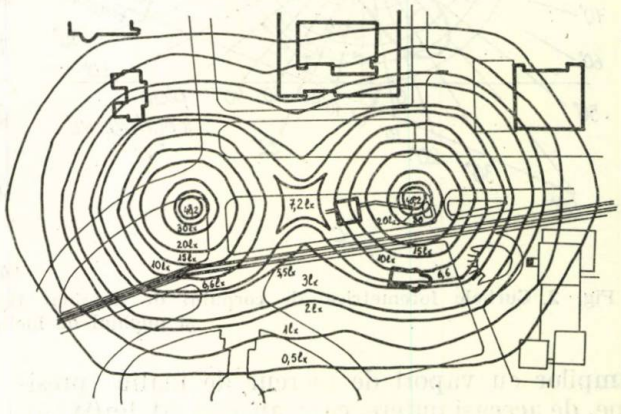


Fig. 5. Curbele izolux cumulative pe planul de iluminat ($\theta = 0°$).

suprafaţa iluminată de fiecare stîlp în parte, delimitată de curba izolux $e = 2$ lx :

$$S = \pi r^2 = \pi \cdot 70^2 = 15\,400 \text{ m}^2,$$

unde : r este raza medie a curbei izolux ; $e = 2$ lx. Pentru ambii stîlpi $S = 30\,800$ m^2. Fluxul util care cade pe această suprafaţă este dat de relaţia :

$$\Phi_u = 2\pi \sum_{k=1}^{n} r_k^2 \, \Delta e_k, \qquad (2)$$

unde n este numărul curbelor izolux (în exemplul considerat $n = 11$) ;

r_k — raza medie a curbei izolux, de valoare $\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$.

Înlocuind datele de calcul, se obține :

$$\Phi_u = 2\pi \sum_{k=1}^{11} r_k^2 \Delta e_k = 287\,000 \text{ lm},$$

care reprezintă 60% din fluxul total al celor 12 lămpi. Iluminarea medie generală :

$$E_{med} = \frac{\Phi_u}{SK} = \frac{287\,000}{30\,800 \cdot 1{,}25} = 7{,}45 \text{ lx} \simeq 8 \text{ lx}.$$

Puterea specifică :

$$p = \frac{N \cdot P}{S} = \frac{12 \cdot 400}{30\,800} = 0{,}156 \text{ W/m}^2.$$

În vederea calculului iluminării medii a intersecțiilor, se aproximează suprafața acestora cu suprafața delimitată de curbele izolux $e = 10$ lx și cu suprafața unui dreptunghi a cărui iluminare medie este de 8 lx :

$$S = S_1 + S_2 = 2\pi r^2 + a \cdot b = 13350 \text{ m}^2.$$

Fluxul util, care cade pe această suprafață va fi :

$$\Phi = 2\pi \sum_k \Sigma r_k^2 \Delta e_k + S_2 \cdot e = 230\,100 \text{ lm}.$$

Iluminarea medie a intersecțiilor :

$$E_{med} = \frac{\Phi}{S \cdot K} = \frac{230\,100}{13\,350 \cdot 1{,}25} = 13{,}8 \text{ lx} > 12 \text{ lx}.$$

Din familia de curbe izolux trasate pe planul de iluminat se vede că iluminarea maximă este de 40 lx în jurul bazei stîlpilor și iluminarea minimă de 7,2 lx la mijlocul distanței între stîlpi. Ținînd seama de depreciere, aceste valori devin 32 lx respectiv 5,75 lx. Coeficienții de uniformitate ai iluminării au valorile :

$$\frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{32}{5{,}75} = 5{,}55, \qquad \frac{E_{med}}{E_{min}} = \frac{13{,}8}{5{,}75} = 2{,}4.$$

În conformitate cu *PE* 136, în cazul iluminatului străzilor sau a pieților intersecții, valorile maxime ale acestor coeficienți sînt 6, respectiv 3 pentru trafic intens și 5, respectiv 2,5 pentru trafic foarte intens. Deci valorile calculate se încadrează în rapoartele indicate de *PE* — 136 luate ca valori medii între un trafic intens și foarte intens, după cum s-au impus și iluminările medii.

2.1.2 Calculul luminanței. Piața este asfaltată avînd un coeficient de reflexie $\rho \simeq 0{,}15$. Deci, are acoperămînt de culoare închisă, pentru care s-au adoptat și valorile iluminărilor medii. Considerînd reflexia perfect difuză, luminanța va fi :

$$L = \frac{\rho E}{\pi}. \tag{3}$$

Luminanța medie generală :

$$L_{med} = \frac{0{,}15 \cdot 7{,}45}{\pi} = 0{,}356 \text{ cd/m}^2.$$

Luminanța intersecțiilor :

$$L_{med} = \frac{0{,}15 \cdot 13{,}8}{\pi} = 0{,}66 \text{ cd/m}^2.$$

Normativul *PE* 136 prevede pentru căi de circulație intensă 0,4 cd/m² și pentru foarte intensă 0,7 cd/m². Deci, valorile luminanțelor se încadrează în cele recomandate.

2.1.3 Determinarea gradului de orbire. Gradul de orbire al unei instalații de iluminat se determină cu relația [1] :

$$G = 13{,}82 - 3{,}31 \cdot I_{80} + 0{,}97 \cdot \log L + 4{,}41 \cdot \log h' + 0{,}65 \left(\frac{I_{80}}{I_{88}} - 0{,}9\right) + \log F - 1{,}46 \log P, \tag{4}$$

unde : I_{80}, I_{88} reprezintă intensitățile luminoase sub un unghi de înălțime de 80, respectiv 88° ;

L — luminanța medie ;

F — proiecția suprafeței corpurilor care transmit lumina, pe un plan perpendicular pe direcția $\alpha = 80°$;

P — numărul de corpuri de iluminat pe un kilometru de cale (în cazul de față $P = 8$) ;

$h' = 30 - 1{,}5 = 28{,}5$ m.

Cele 6 corpuri montate pe stîlp, vor fi considerate, din punct de vedere al orbirii, ca un singur corp, privit după o direcție perpendiculară pe axa longitudinală a două corpuri de iluminat (fig. 6).

Cunoscînd dimensiunile geometrice ale corpurilor de iluminat și făcînd înlocuirile, rezultă :

$$G = 13{,}82 - 3{,}31 \cdot \log 8400 + 0{,}97 \cdot \log 0{,}6 + 4{,}41 \cdot \log 38{,}5 + 0{,}65 \cdot \log 1{,}47 + \log 0{,}6 - 1{,}46 \cdot \log 8 = 7.$$

Dar pentru *LVS* trebuie adăugată o corecție de culoare :

$$G_{real} = G \pm \Delta G = 7 + 0{,}38 = 7{,}38.$$

Gradul de orbire G al unei instalaţii este indicat printr-un număr [1], care poate varia de la 1 la 9. Pentru un drum normal cu trafic

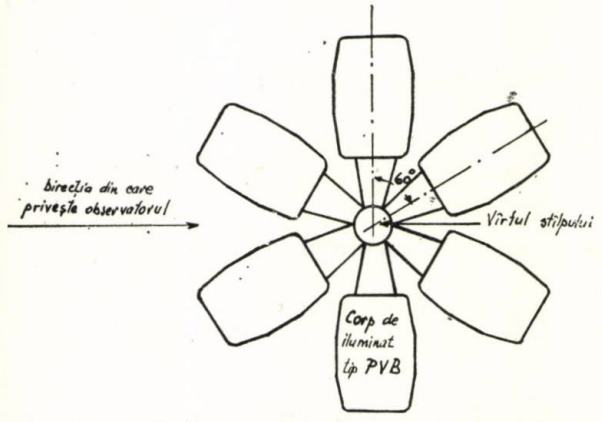


Fig. 6. Aşezarea corpurilor de iluminat pe stîlp.

variabil, dar nu prea aglomerat, semnificaţia lui G este :

$G = 1$ — instalaţia d.p.d.v. al orbirii este insuportabilă ;
$G = 3$ — „ „ „ obositoare ;
$G = 5$ — „ „ „ admisibilă ;
$G = 7$ — „ „ „ satisfăcătoare ;
$G = 9$ — „ „ „ remarcabilă.

Numerele cu soţ corespund la valori intermediare celor de sus. Se menţionează că, pentru un trafic foarte intens, $G = 5$ poate fi „inadecvat", în timp ce pentru un trafic lejer poate fi „foarte bun".

Revenind la valoarea calculată, rezultă că, din punct de vedere al orbirii, instalaţia de iluminat este satisfăcătoare chiar şi pentru un trafic foarte intens.

2.1.3 Calculul de rentabilitate. Din calcule a rezultat o suprafaţă iluminată în limita curbei de 2 lx de 30 800 m² cu o putere specifică de 0,156 W/m² şi o iluminare medie de 7,45 lx. Fluxul util care cade pe această suprafaţă va fi :

$30\,800 \cdot 7{,}45 \cdot 1{,}25 = 287\,000$ lm, deci 60% din fluxul total emis de lămpi.

Dacă aceeaşi suprafaţă ar fi iluminată cu *LVF* 400 şi în aceleaşi condiţii fotometrice, considerînd randamentul instalaţiei tot 60%, ar rezulta un flux total al lămpilor de 480 000 lm. Cum fluxul unei lămpi *LVF* 400 este 20 500 lm, rezultă că ar fi necesar un număr de lămpi $N \simeq 24$, absorbind o putere de la reţea $P = 24 \cdot 0{,}4 = 9{,}6$ kW.

Considerînd că durata medie de funcţionare a instalaţiei este de 3 000 h/an, rezultă un consum de energie anuală de :

pentru *LVS* — $4{,}8 \cdot 3000 = 14\,400$ kWh/an ;

pentru *LVF* — $9{,}6 \cdot 3\,000 = 28\,800$ kWh/an.

Rezultă, deci, o economie de energie electrică în lei $0{,}8$ lei/kWh $\cdot\, 14\,400$ kWh/an $= 14\,400$ kWh/an $= 11\,500$ lei/an. Economia de energie electrică ar putea creşte dacă, în perioada cînd traficul este redus, ar funcţiona cîte 3 lămpi pe stîlp (în loc de 6).

Un alt aspect al utilizării lămpilor cu vapori de mercur în instalaţie este necesitatea plasării unui număr mai mare de corpuri de iluminat pe fiecare stîlp (12 în loc de 6) pentru a realiza acelaşi grad de iluminare.

2.2 Corpurile de iluminat montate înclinat. Colectivul de autori a studiat iluminarea pieţei atunci cînd corpurile de iluminat sînt montate înclinat la un unghi $\theta = 10°$, 22° şi 30°. În figura 2(b, c, d) sînt trasate curbele fotometrice ale corpului de iluminat montat înclinat după unghiurile indicate. În figurile 7,8,9 sînt trasate curbele de variaţia a iluminărilor $E = f(d)$, pentru corpul montat înclinat la 10, 22, 30°, şi curbele izolux corespunzătoare din planul orizontal. Relaţiile de calcul al ilumi-

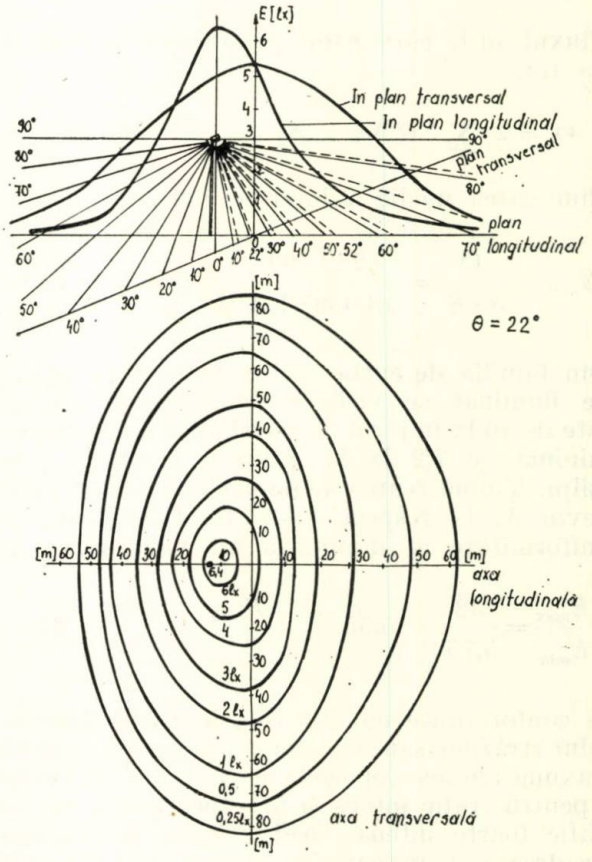


Fig. 7. Curbele $E = f(d)$ şi izolux pentru corpul de iluminat înclinat cu $\theta = 10°$, $h = 30$ m.

nării după cele două axe din planul de iluminat sînt [2] :

$$E = \frac{40\, I_{\alpha'}}{h^2} \cos^3(\alpha' \pm \theta), \qquad (5)$$

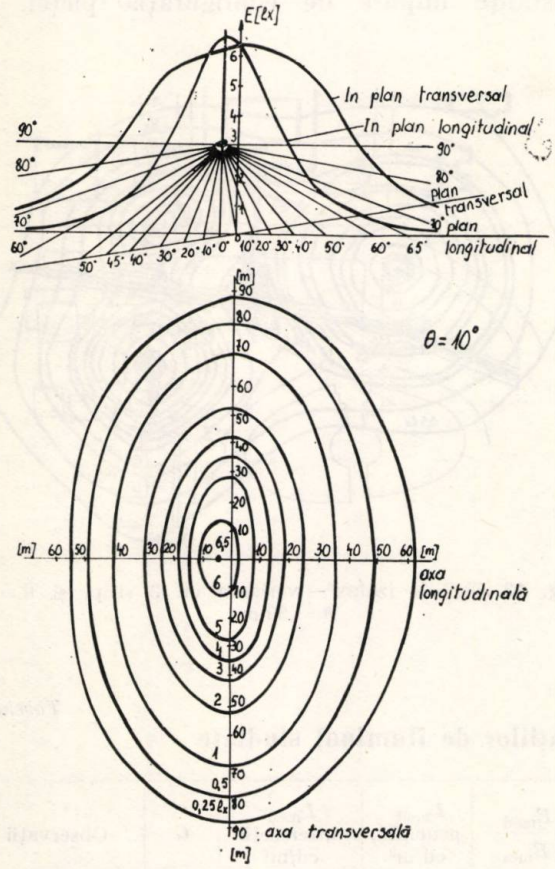


Fig. 8. Curbele $E = f(d)$ și izolux pentru corpul de iluminat înclinat cu $\theta = 22°$, $h = 30$ m.

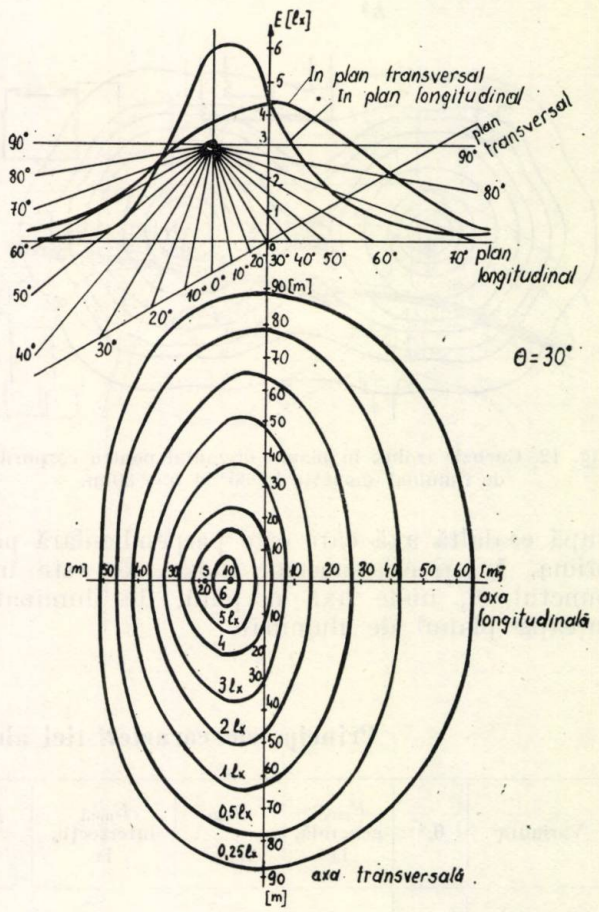


Fig. 9. Curbele $E = f(d)$ și izolux pentru corpul de iluminat înclinat cu $\theta = 30°$, $h = 30$ m.

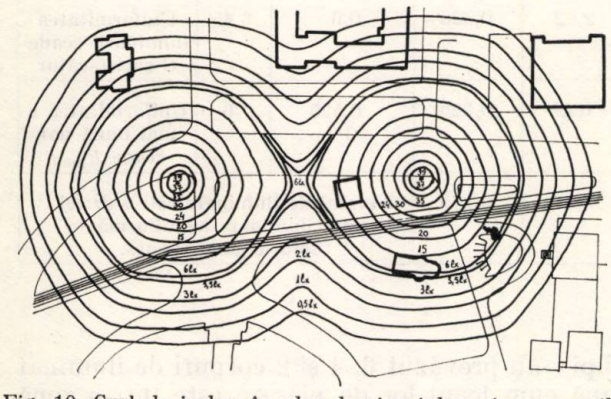


Fig. 10. Curbele izolux în planul orizontal pentru corpurile de iluminat montate la 10° și $h = 30$ m.

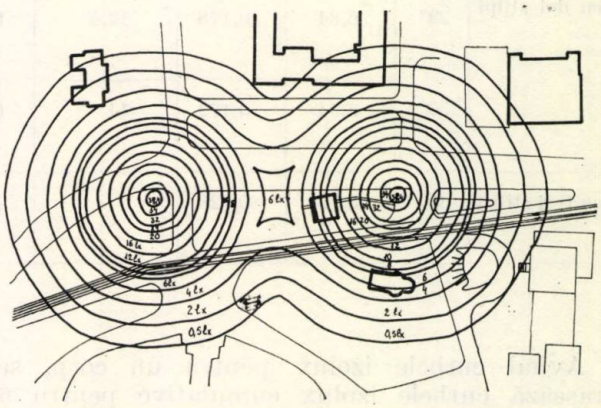


Fig. 11. Curbele izolux în planul orizontal pentru corpurile de iluminat montate la 22° și $h = 30$ m.

după direcția proiecției axei longitudinale pe planul de iluminat și

$$E = \frac{40\, I_{\alpha'}}{h^2} \cos^3 \theta \cdot \cos^2 \alpha', \qquad (6)$$

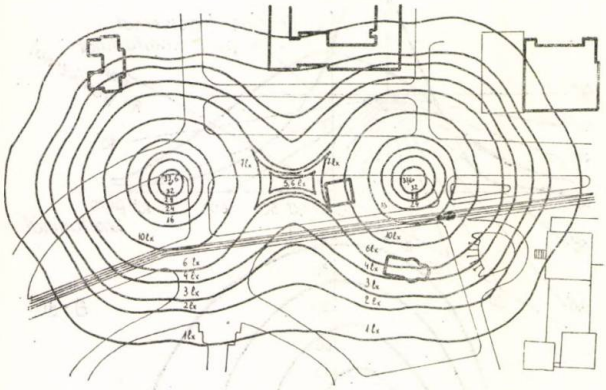


Fig. 12. Curbele izolux în planul orizontal pentru corpurile de iluminat montate la 30° și $h = 30$ m.

după cealaltă axă care este perpendiculară pe prima. Intersecția acestor două axe este în punctul 0′, unde axa corpului de iluminat înțeapă planul de iluminat.

3. Studiul variantei cu trei stîlpi

Stîlpii au fost plasați în vîrfurile unui triunghi oarecare, cu laturile de 160, 142 și 88 m, distanțe impuse de configurația pieței. Pe

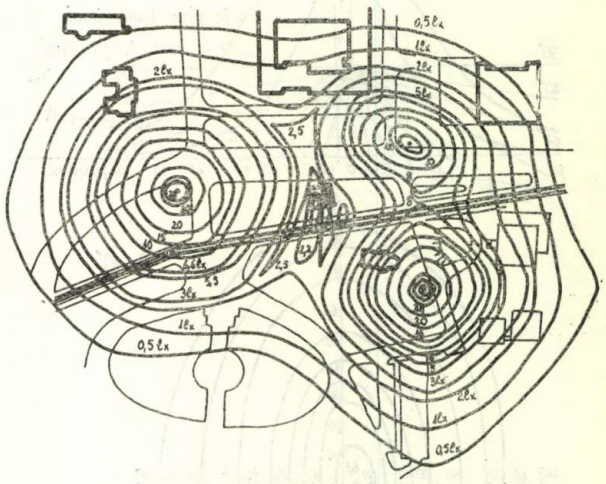


Fig. 13. Curbele izolux — varianta cu 3 stîlpi și $\theta = 0°$, $h = 30$ m.

Tabelul 1

Principalele caracteristici ale instalațiilor de iluminat studiate

Varianta	θ,°	E_{med} generală, lx	p_{sp}, W/m²	E_{med} intersecții, lx	$\frac{E_{max}}{E_{min}}$	$\frac{E_{med}}{E_{min}}$	L_{med} generală, cd/m²	L_{med} intersecții cd/m²	G	Observații
cu doi stîlpi	0°	7,45	0,156	13,8	5,55	2,4	0,356	0,66	7,38	Soluția cea mai bună
	10°	7,35	0,17	12,9	6,6	2,69	0,35	0,616	6,58	$E_{max}/E_{min} > 6$ G satisfăcător
	22°	6,84	0,178	12,5	6,4	2,62	0,326	0,6	6,45	Uniformitatea iluminării scade G satisfăcător
	30°	6,84	0,172	11	6	1,22	0,326	0,525	6	Uniformitatea e mai bună dar scade E_{med}
cu trei stîlpi	0°	5,75	0,128		18,2	3,27	0,275	Nivelul de iluminare este sub cel impus ; iluminare neuniformă — soluție abandonată.		

Avînd curbele izolux pentru un corp, se trasează curbele izolux cumulative pentru 6 corpuri (deci, pentru un stîlp). Pe baza acestora se trasează curbele izolux cumulative din planul pieței-intersecții pentru $\theta = 10°$, 22° și 30° (fig. 10, 11 respectiv 12). În principiu, mersul calculului este cel analizat la varianta cu corpul de iluminat montat orizontal. Rezultatele calculelor sînt trecute în tabelul 1.

stîlpi s-au prevăzut 6, 4 și 2 corpuri de iluminat după cum locul lor de plasare este într-o zonă cu circulație mai mult sau mai puțin intensă.

S-au studiat două variante de instalație cu trei stîlpi : cu corpurile de iluminat montate orizontal (fig. 13) și cu corpurile de iluminat montate înclinat (fig. 14). După cum se observă din figurile amintite, nivelul de iluminare medie a coborît sub valorile impuse și în

plus uniformitatea iluminării a scăzut mult, astfel încît varianta cu trei stîlpi este abandonată, continuarea calculelor fiind inutilă (tab. 1)

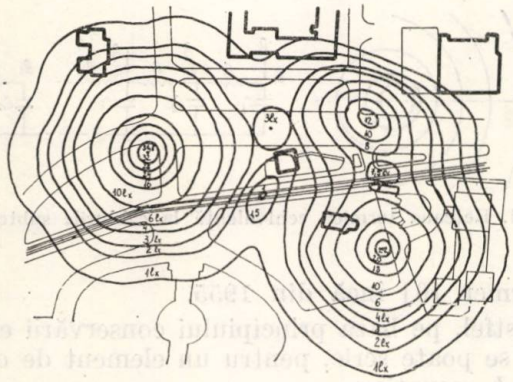


Fig. 14. Curbele izolux — varianta cu trei stîlpi și $\theta = 30°$, $h = 30$ m.

Totuși, această variantă ar fi putut fi luată în discuție dacă stîlpii ar fi plasați în vîrfurile unui triunghi echilateral (sau aproape echilateral) cu cîte 4 corpuri de iluminat pe stîlp. Dar, în cazul de față, din motive arhitecturale această soluție nu a putut fi acceptată.

4. Concluzii

Studiul diverselor variante de iluminat al unei piețe-intersecții pledează pentru utilizarea stîlpilor înalți și a lămpilor cu vapori de sodiu pentru iluminarea suprafețelor de dimensiuni mari. În adevăr, din calculele de rentabilitate rezultă că s-ar face o economie anuală de circa 11 500 lei, la energia consumată dacă s-ar utiliza lămpi cu vapori de sodiu în loc de lămpi cu vapori de mercur. În plus, corpurile de iluminat echipate cu *LVS* conduc la un număr mai mic de corpuri de iluminat pe fiecare stîlp.

Dintre variantele studiate, calculele indică ca fiind cea mai bună, varianta cu doi stîlpi, cu cîte 6 corpuri pe stîlp, cu ajutorul căreia se realizează o instalație de iluminat de calitate: nivel de iluminare conform normelor, luminanță bună, iluminat uniform, grad de strălucire satisfăcător (nesupărător).

Se observă că la înclinarea cu 10° a corpurilor de iluminat, iluminarea medie scade puțin, uniformitatea, de asemenea, gradul de orbire fiind mai dificil ca în primul caz. Cu creșterea unghiului de înclinare, nivelul de iluminare scade, corpurile capătă un grad de orbire și mai puțin plăcut, în schimb crește uniformitatea iluminării (la $\theta = 30°$).

Bibliografie

[1] *Boer, J. B.* Public lighting — Philips gloeilampenfabrieken, Eindhoven, The Netherlands, 693 pag., 1967.

[2] *Botez C., Prisăcaru V.* Metodă practică pentru calculul iluminatului exterior de la surse nesimetrice. Lucrare prezentată la prima Conferință națională a energeticienilor din România vol. **VII** — 49, octombrie 1974.

[3] Întreprinderea Electrobanat Timișoara — Catalog de produse.

[4] Normativ republican privind folosirea rațională a energiei electrice la iluminat artificial, precum și în utilizări casnice — PE 136.

[5] Uzina de cinescoape: Catalog de produse editat de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.

Intrat în redacție la 20.III.1976

CZ 621.3.016.34:621.315.2

CABLURI ELECTRICE SUBTERANE
SUPRASARCINI
REGIM TERMIC

Calculul suprasarcinilor de urgență pentru cablurile electrice subterane

VALERIU PANAITE* — București

Generalități

Temperatura cablurilor electrice reprezintă un factor determinant al duratei de viață. De la o anumită valoare a temperaturii, intervin modificări în structura izolației, care condiționează caracteristicile electrice ale acestora. Este, deci, deosebit de importantă menținerea temperaturii în regim de lungă durată, sau în regim tranzitoriu dedesubtul unei limite fixate și verificate experimental. Pînă nu demult numeroase cercetări au avut ca scop determinarea sarcinii admisibile în regim termic permanent. În prezent, majoritatea preocupărilor din domeniul cablurilor electrice se referă la

* Dr. ing. *V. PANAITE* este șef de lucrări la Institutul politehnic — București

regimul termic tranzitoriu sau la sarcinile și suprasolicitările admisibile.

În această lucrare se expune o metodă originală pentru determinarea încălzirii în regim oarecare ciclic stabilindu-se relațiile corespunzătoare de calcul precum și relații pentru determinarea suprasarcinilor de urgență.

Notații folosite :

m — numărul de sarcini variabile într-un ciclu;
k — ordinul unei sarcini oarecare
n — numărul de cicluri;
$\theta_{(0)}$ — Supratemperatura inițială;
$\theta^{n}_{k,m}$ — Supratemperatura maximă corespunzătoare unei sarcini de ordin k, făcînd parte dintr-un eșalon de m sarcini ciclice după n cicluri;
$\theta_{k,m}$ — Supratemperatura maximă stabilizată la o sarcină de ordin k dintr-un eșalon de n sarcini ciclice;
$\theta_k(t_k)$ — Supratemperatura la sarcina de ordin k după timpul t_k; $(\theta_k(0) = 0)$;
$\theta_n\infty$ — Supratemperatura maximă la sarcina normală;
$\theta_s(T)$ — Supratemperatura la suprasarcina de urgență;
$\theta_0, \theta_1, \theta_2 .. \theta_n$ — Supratemperatura corespunzătoare unor sarcini constante în diferite puncte ale mediului;
θ_{ad} — supratemperatura admisibilă;
$R(t_i)$ — răspunsul tranzitoriu;
φ_i — funcția răcirii;
t — timp;
$C_1, C_2 .. C_n$ — capacități termice;
$R_1, R_2 .. R_n$ — rezistențe termice;
T — durata suprasarcinii de urgență;
t_{ok} — momentul producerii suprasarcinii $(t_{ok} < t_n)$;
I_n — curentul nominal;
I_s — curentul de suprasarcină;
I_{su} — suprasarcina de urgență;
$a = \left(\frac{I}{I_n}\right)^2$ — factor de sarcină;
$P_1, P_2, .. P_n$ — puterea dezvoltată în straturile 1,2, ...n;
$\varepsilon_s = \frac{I_{su}}{I_n}$ — suprasarcina de urgență

1. Calculul încălzirii în regim termic tranzitoriu

Teoria generală. Metoda cea mai utilizată la stabilirea regimului tranzitoriu se bazează pe înlocuirea sistemului fizic cu o rețea termică echivalentă, formată din capacitățile termice $C_1, C_2 . . . C_n$ și rezistențele termice $R_1, R_2 . . . . R_n$, corespunzătoare straturilor luate în considerație (fig. 1), metodă descrisă de Van

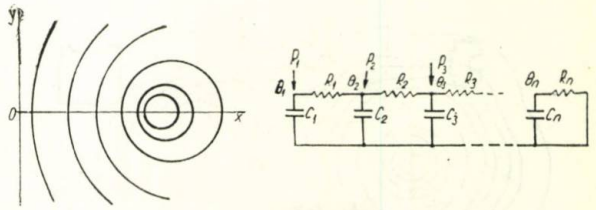


Fig. 1. Rețeaua termică echivalentă la cablurile subterane.

Wormer [6] încă din 1955.

Astfel, pe baza principiului conservării energiei se poate scrie, pentru un element de ordinul k, ecuația :

$$P_k\,dt = C_k\,d\theta_k + \left[\frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{R_{k-1}} + \frac{\theta_k - \theta_{k+1}}{R_k}\right]dt, \qquad (1)$$

de unde :

$$\frac{d\theta_k}{dt} = \frac{P_k + \frac{\theta_{k-1} - \theta_k}{R_{k-1}} + \frac{\theta_{k-1} - \theta_k}{R_k}}{C_k}. \qquad (2)$$

Dacă se repetă acest raționament pentru fiecare element se obține un sistem de ecuații diferențiale :

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{d\theta_1}{dt} = \frac{P_1 + \frac{\theta_2 - \theta_1}{R_1}}{C_1}\,;\ \theta_1 - \theta_0 = 0\\
&\frac{d\theta_2}{dt} = \frac{P_2 + \frac{\theta_1 - \theta_2}{R_2} + \frac{\theta_3 - \theta_2}{R_3}}{C_2}\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\frac{d\theta_k}{dt} = \frac{P_k + \frac{\theta_{k-1} - \theta_k}{R_{k-1}} + \frac{\theta_{k-1} - \theta_k}{R_k}}{C_k}\\
&\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\
&\frac{d\theta_{n-1}}{dt} = \frac{P_{n-1} + \frac{\theta_{n-2} - \theta_{n-1}}{R_{n-2}} + \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{R_{n-1}}}{C_{n-1}}\\
&\frac{d\theta_n}{dt} = \frac{P_n + \frac{\theta_{n-1} - \theta_n}{R_{n-1}} + \frac{\theta_E - \theta_n}{R_n}}{C_n}
\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

unde :

θ_0 — este temperatura în centrul conductorului;

θ_E — temperatura exterioară.

Sistemul de ecuaţii se poate rezolva cu ajutorul unui calculator şi pe baza programului stabilit se obţine curba de încălzire a cablului în regim tranzitoriu.

2. Calculul încălzirii în regim ciclic

Calculul încălzirii în regim termic tranzitoriu, la sarcină constantă, prezintă o importanţă, îndeosebi, teoretică deoarece în exploatare cablurile sînt supuse unor sarcini variabile. În majoritatea cazurilor se poate observa o repetare ciclică a variaţiei sarcinii şi în majoritatea cazurilor cu durata ciclului de 24 ore. Este, deci, justificată necesitatea stabilirii unei metode de calcul pentru o sarcină cu variaţie ciclică. În acest caz se fac următoarele ipoteze de calcul :

a) Pe durata unui ciclu sarcina poate avea o variaţie oarecare. Pe anumite intervale

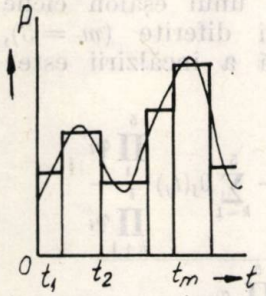


Fig. 2. Variaţia sarcinii electrice la un ciclu oarecare.

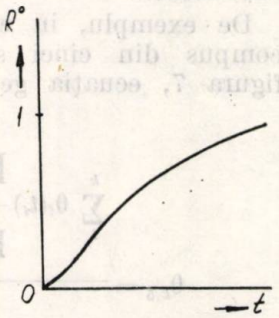


Fig. 3. Răspunsul tranzitoriu la încălzire.

scurte $t_1,t_2,t_3 \ldots t_n$ se consideră sarcina egală şi constantă cu valoarea medie pe aceste intervale (fig.2).

b) Pentru anumite condiţii date se consideră cunoscut regimul termic corespunzător sarcini nominale. La acest regim se pot stabili, cu ajutorul calculatorului electronic, următoarele funcţii :

— *răspunsul tranzitoriu definit de relaţia* :

$$R(t_i) = \frac{\theta(t)}{\theta(\infty)}, \qquad (4)$$

avînd forma din figura 3, cu valorile extreme $R(0) = 0$; $R(\infty) = 1$;

— *funcţia răcirii* : $\varphi_i(t)$ definită de relaţia :

$$\varphi_i(t) = \frac{\theta(\,)}{\theta_f}, \qquad (5)$$

avînd, forma din figura 4, cu valorile extreme : $\varphi(0) = 1$; $\varphi(\infty) = 0$.

În cazul particular cînd variaţia rezistenţei electrice cu temperatura este neglijabilă se poate scrie :

$$\varphi(t) = 1 - R(t). \qquad (6)$$

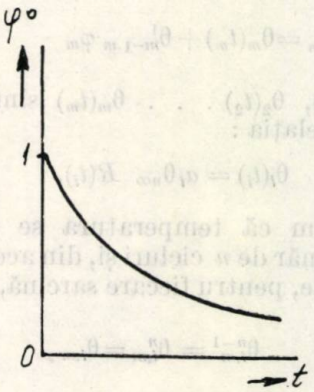


Fig. 4. Funcţia răcirii.

Considerăm o sarcină ciclică oarecare (fig. 5). Fiecare ciclu este format din m sarcini diferite, respectiv cu duratele $t_1,t_2 \ldots t_m$.

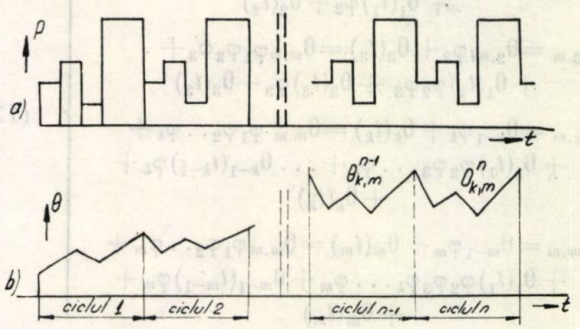


Fig. 5. Regim de funcţionare oarecare :

Cunoscînd răspunsul tranzitoriu şi funcţia răcirii, încălzirea tranzitorie corespunzătoare unei sarcini de ordin k va fi :

$$\theta_k(t) = \theta_{k\infty} R(t) + \theta_k(0)\varphi(t), \qquad (7)$$

unde :

$\theta_k(0)$ este încălzirea în momentul iniţial ;

$\theta_{k\infty} = a_k \theta_{n\infty}$ — încălzirea maximă ;

$a_k = \left(\frac{I_k}{I_n}\right)^2$ — factorul de sarcină.

Variaţia încălzirii pentru sarcina de ordin k se poate prezenta în acest caz ca în fig. 6.

Raportîndu-se la figura 5, pentru fiecare sarcină şi pentru fiecare ciclu se pot scrie următoarele ecuaţii :

$$\left.\begin{array}{lll} \textit{Ciclul 1}: & \textit{Ciclul 2}: & \textit{Ciclul 3}: \\ \theta^1_{1,m}=\theta_1(t_1) & \theta^2_{1,m}=\theta_1(t_1)+\theta^1_{m,m}\varphi_1 & \theta^n_{1,m}=\theta_1(t_1)+\theta^{n-1}_{m,m}\varphi_1 \\ \theta^1_{2,m}=\theta_2(t_2)+\theta^1_{1,m}\varphi_2 & \theta^2_{2,m}=\theta_2(t_2)+\theta^2_{1,m}\varphi_2 & \theta^n_{2,m}=\theta_2(t_2)+\theta^n_{1,m}\varphi_2 \\ \theta^1_{3,m}=\theta_3(t_3)+\theta^1_{2,m}\varphi_3 & \theta^2_{3,m}=\theta_3(t_3)+\theta^2_{2,m}\varphi_3 & \theta^n_{3,m}=\theta_3(t_3)+\theta^n_{2,m}\varphi_3 \\ \ldots\ldots\ldots\ldots & \ldots\ldots\ldots\ldots & \ldots\ldots\ldots\ldots \\ \theta^1_{m,m}=\theta_m(t_m)+\theta^1_{m-1,m}\varphi_m & \theta^2_{m,m}=\theta_m(t_m)+\theta^2_{m-1,m}\varphi_m & \theta^n_{m,m}=\theta_m(t_m)+\theta^n_{m-1}\varphi_m \end{array}\right\} \quad (8)$$

unde: $\theta_1(t_1)$, $\theta_2(t_2)$ . . . $\theta_m(t_m)$ sînt încălzirile date de relaţia:

$$\theta_i(t_i)=a_i\theta_{n\infty}\ R(t_i). \qquad (9)$$

Considerăm că temperatura se stabilizează după un număr de n cicluri şi, din acest moment, se poate scrie, pentru fiecare sarcină, egalitatea:

$$\theta^{n-1}_{i,m}=\theta^n_{i,m}=\theta_{i,m}, \qquad (10)$$

unde i poate lua valori de la 1 la n.

Pentru fiecare ciclu stabilizat se poate scrie sistemul de ecuaţii:

$$\left.\begin{array}{l} \theta_{1,m}=\theta_{m\,m}\varphi_1+\theta_1(t_1) \\ \theta_{2,m}=\theta_{1,m}\varphi_2+\theta_2(t_2)=\theta_{m,m}\varphi_1\varphi_2+ \\ \quad +\theta_1(t_1)\varphi'_2+\theta_2(t_2) \\ \theta_{3,m}=\theta_{2,mi}\varphi_3+\theta_3(t_3)=\theta_{m,m}\varphi_1\varphi_2\varphi_3+ \\ \quad +\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3+\theta_2(t_2)\varphi_3+\theta_3(t_3) \\ \theta_{k,m}=\theta_{k-1}\varphi_k+\theta_k(t_k)=\theta_{m,m}\varphi_1\varphi_2\ldots\varphi_k+ \\ \quad +\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3\ldots\varphi_k+\ldots\theta_{k-1}(t_{k-1})\varphi_k+ \\ \quad +\theta_k(t_k) \\ \theta_{m,m}=\theta_{m-1}\varphi_m+\theta_m(t_m)=\theta_{m,m}\varphi_1\varphi_2\ldots\varphi_m+ \\ \quad +\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3\varphi_k\ldots\varphi_m+\theta_{m-1}(t_{m-1})\varphi_m+ \\ \quad +\theta_m(t_m) \end{array}\right\} \quad (11)$$

Separînd termenii pentru sarcina de ordin m se poate scrie:

$$\theta_{m,m}=\frac{\theta_1(t_1)\prod_{i=2}^{m}\varphi_i+\theta_2(t_2)\prod_{3}^{m}\varphi_i+\ldots+\theta_m(t)_m}{1-\prod_{1}^{m}\varphi_i}. \qquad (12)$$

Înlocuind (12) în (11) se poate stabili expresia încălzirii maxime pe care o poate atinge cablul la o sarcină de ordin k, făcînd parte dintr-un eşalon ciclic de m sarcini la sfîrşitul duratei respective t_k:

$$\theta_{k,m}=\frac{\sum_{i=1}^{i=k}\theta_i(t_i)\frac{\prod_{i=1}^{i=k}\varphi_i}{\prod_{1}\varphi_i}+\sum_{j=k+1}^{m}\theta_j(t_j)\frac{\prod_{1}^{m}\varphi_i}{\prod_{k+1}\varphi_i}}{1-\prod_{1}^{m}\varphi_i}. \qquad (13)$$

Interpretare fizică. Analizînd expresia (13) se observă că tensiunea are o semnificaţie fizică precisă. Dacă ne plasăm în cadrul unui ciclu stabilizat, primul termen $\left(\sum_1^m\right)$ reprezintă încălzirea produsă de sarcina considerată (de ordin k) şi a celor anterioare (ordin $1-k$) în ciclul respectiv, iar al doilea termen reprezintă aportul termic al sarcinilor care urmează (de ordin $j>k$), dar care provine din ciclurile anterioare.

De exemplu, în cadrul unui eşalon ciclic compus din cinci sarcini diferite ($m=5$), figura 7, ecuaţia generală a încălzirii este:

$$\theta_{k.5}=\frac{\sum_{1}^{k}\theta_i(t_i)\frac{\prod_{1}^{k}\varphi_i}{\prod_{i}\varphi_i}+\sum_{k=1}^{5}\theta_j(t_j)\frac{\prod_{1}^{5}\varphi_i}{\prod_{k+1}\varphi_i}}{1-\prod_{1}^{5}\varphi_i}$$

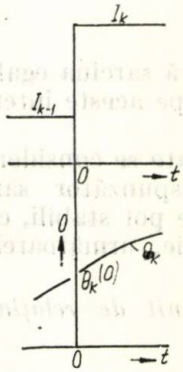


Fig. 6. Încălzirea la sarcina de ordin.

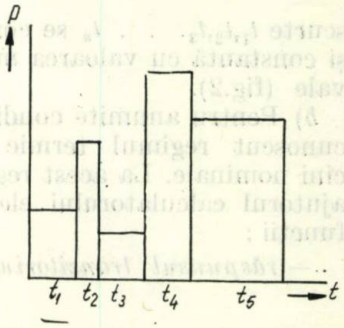


Fig. 7. Eşalon ciclic format din cinci sarcini diferite.

şi astfel, pentru sarcina de ordin 3 ($k=3$), încălzirea maximă la sfîrşitul duratei t_3 va fi:

$$\theta_{3.5}=\frac{\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3+\theta_2(t_2)\varphi_3+\theta_3(t_3)+\theta_4(t_4)\varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_5+\theta_5(t_5)\varphi_1\varphi_2\varphi_3}{1-\varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_4\varphi_5}.$$

Influenţa celorlalte sarcini asupra încălzirii la sfîrşitul duratei t_3 este redată de formulă astfel: termenul $\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3$ reprezintă încălzirea

la sarcina 1 considerată separat diminuată pe duratele $t_2 - t_3$; termenul $\theta_2(t_2)\varphi_3$ — încălzirea la sarcină 2, determinată pe durata t_3; $\theta_3(t_3)$ reprezintă însăşi încălzirea maximă la sarcina considerată; $\theta_4(t_4)\varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_5$ — influenţa încălzirii stabilizată a sarcinii care urmează, dar care va fi diminuată pe duratele t_5, t_1, t_2 şi t_3; termenul $\theta_5(t_5)\ \varphi_1\varphi_2\varphi_3$, avînd semnificaţia fizică cu cel anterior.

Se constată, astfel, un mecanism logic, pe baza căruia se poate reproduce, pentru un eşalon oarecare ciclic, expresia încălzirii maxime pentru o sarcină de ordin oarecare.

Expresia (13) se poate reduce şi la un caz mai simplu, pentru care relaţiile sînt cunoscute în literatura de specialitate [3]. În cazul unui eşalon format dintr-o singură sarcină în regim intermitent se interpretează eşalonul ca fiind format din 2 sarcini, a doua fiind egală cu zero. Conform relaţiilor (9) se poate scrie :

$$\theta_1(t_1) = \theta_1^{\infty} R(t_1),$$

$$\theta_2(t_2) = 0.$$

Pentru cazul la care ne referim, funcţiile răspunsului tranzitoriu şi funcţia răcirii au expresiile :

$$R(t_1) = 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}},$$

$$\varphi_1 = e^{-\frac{t_1}{\tau}},$$

$$\varphi_2 = e^{-\frac{t_2}{\tau}}.$$

Cu expresia (13) scriem încălzirea maximă în regimul intermitent stabilizat, obţinînd relaţia cunoscută :

$$\theta_{1,2} = \frac{\theta_1(t_1)}{1-\varphi_1\varphi_2} = \theta_{1\infty}\,\frac{1-e^{-\frac{t_1}{\tau}}}{1-e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau}}}.$$

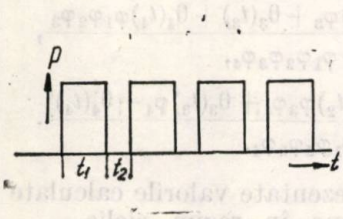


Fig. 8. Eşalon ciclic format din 2 sarcini.

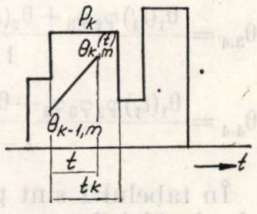


Fig. 9. Încălzirea la sarcina de ordin k.

Încălzirea tranzitorie pe timpul duratei unei sarcini de ordin k, făcînd parte dintr-un eşalon de m sarcini într-un ciclu stabilizat termic (fig. 9), va fi dat de relaţia :

$$\theta_{k,m}(t) = a_k\theta_{m\infty}R(t) + \theta_{k-1,m}\,\varphi(t). \qquad (14)$$

Încălzirea $\theta_{k-1,m}$ se calculează cu relaţia (13).

3. Calculul suprasarcinii de urgenţă

De multe ori cablurile subterane, care alimentează zone aglomerate, sînt puse în situaţia de a suporta, pe o durată de ordinul orelor, durata de remediere a eventualelor defecte, suprasarcini importante numite, în general, suprasarcini de urgenţă. Este foarte util, în asemenea situaţii, să se ştie cît de mare poate fi suprasarcina de urgenţă pentru o anumită durată, fără a se depăşi temperatura admisibilă a cablului. Este normal ca această suprasarcină de urgenţă să depindă de condiţiile anterioare de funcţionare, de modul de variaţie a sarcinilor anterioare şi, deci, de temperatura cablului în momentul producerii suprasarcinii de urgenţă.

Asupra sarcinii anterioare se pot face mai multe ipoteze — cea mai simplă fiind cazul suprasarcinii permanent constante dar care, în majoritatea cazurilor, este departe de realitate.

Ipoteza unei sarcini cu o variaţie oarecare creează dificultăţile cele mai mari. În acest caz, dacă este pusă la punct o metodă care să convertească curba de sarcină într-o curbă de încălzire, este necesar să se cunoască şi variaţia sarcinii cu 2—3 luni înaintea momentului considerat [5], lucru greu de îndeplinit. În această situaţie este mai uşor să se stabilească o curbă cu variaţie ciclică care să aproximeze curba sarcinii reale.

Considerăm, deci, că stabilirea suprasarcinii de urgenţă pe baza ipotezei variaţiei ciclice oarecare, poate fi aplicată aproape în toate cauzele reale. Relaţiile stabilite în paragraful anterior stau la baza acestui calcul. De asemenea, considerăm, în cazul variaţiei ciclice a sarcinii, un regim termic stabilizat.

În cadrul unui ciclu format din m sarcini diferite suprasarcina de urgenţă se poate produce în orice moment 0′ (fig. 9), în timpul unei sarcini de ordin k.

Încălzirea maximă a cablului la suprasarcina de urgenţă, după o durată T va fi :

$$\theta_s(T) = a_k\theta_{n\infty}R(T) + \theta_{k,m}(t_{ok})\varphi(T), \qquad (15)$$

unde, conform relaţiilor (13) şi (14) :

$$\theta_{k,m}(t_{0k}) = a_k\theta_{n\infty}R(t_{0k}) + \theta_{k-1,m}\varphi(t_{0k}) \qquad (16)$$

şi :

$$\theta_{k-1,m} = \frac{\sum_{i=1}^{i=k-1}\theta_i(t_i)\dfrac{\prod_{1}^{k-1}\varphi_i}{\prod_{i}^{1}\varphi_i} + \sum_{j=k}^{m}\theta_y(t_j)\dfrac{\prod_{1}^{m}\varphi_i}{\prod_{k}^{1}\varphi_i}}{1 - \prod_{1}^{m}\varphi_i}. \qquad (17)$$

La limită, încălzirea la suprasarcina de urgență este egală cu încălzirea admisibilă:

$$[\theta_s(T)]_{max} = \theta_{ad}. \tag{18}$$

Înlocuind, în relația (15), se obține valoarea suprasarcinii de urgență:

$$\varepsilon_s = \frac{I_{su}}{I_n} = \sqrt{a_s} = \left[\frac{\theta_{ad}}{\theta_{n\infty}} \frac{1}{R(T)} - \frac{\theta_{k,m}(t_{0k})}{\theta_{n\infty}} \frac{\varphi(T)}{R(T)} \right]^{\frac{1}{2}}. \tag{19}$$

Dacă suprasarcina de urgență se produce la sfîrșitul duratei sarcinii de ordin k ($t_{0k} < t_k$), atunci valoarea suprasarcinii va fi dată de relația:

$$\varepsilon_s = \frac{I_{su}}{I_n} = \left[\frac{\theta_{ad}}{\theta_{n\infty}} \frac{1}{R(T)} - \frac{\theta_{k,m}}{\theta_{n\infty}} \frac{\varphi(T)}{R(T)} \right]^{\frac{1}{2}}. \tag{19'}$$

Exemplu de calcul

Se consideră că sarcina are o variație ciclică ca în figura 11.

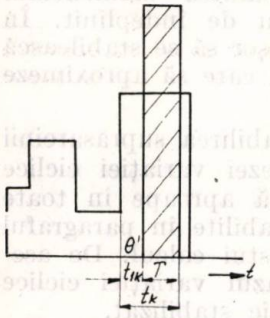


Fig. 10. Suprasarcina de urgență.

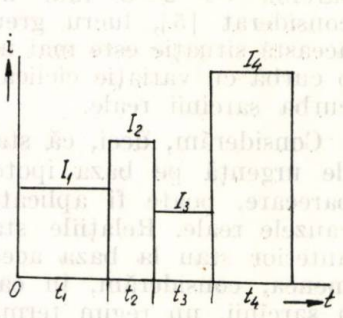


Fig. 11. Eșalon ciclic format din patru sarcini diferite.

Parametrii sarcinii sînt următorii:

$\frac{I_1}{I_n} = 0{,}4$; $a_1 = 0{,}16$, $t_1 = 8$ ore;

$\frac{I_2}{I_n} = 0{,}6$; $a_2 = 0{,}36$, $t_2 = 4$ ore;

$\frac{I_3}{I_n} = 0{,}3$; $a_3 = 0{,}09$, $t_3 = 5$ ore;

$\frac{I_4}{I_n} = 0{,}9$;; $a_4 = 0{,}81$ $t_4 = 7$ ore.

Pe baza sistemului de ecuație diferențială (3) s-a determinat, cu ajutorul unui calculator de tip Bull General Electric *GE* 265, încălzirea la sarcina nominală obținîndu-se curba din figura 12.

Din curba încălzirii se obține răspunsul tranzitoriu (fig. 13).

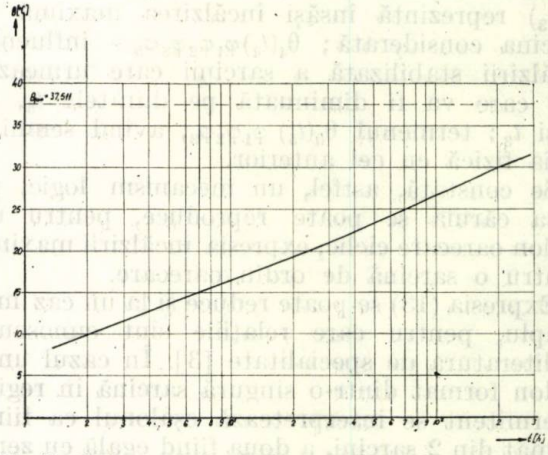


Fig.12. Curba experimentală a încălzirii la un cablu izolat cu polietilenă, avînd secțiunea $A = 805$ mm².

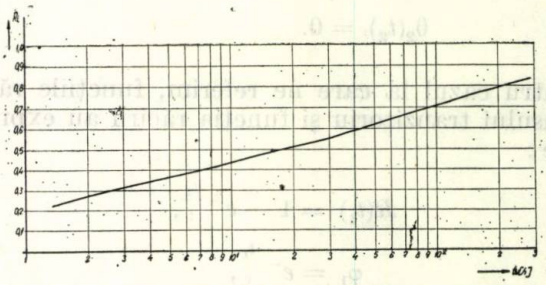


Fig. 13. Răspunsul tranzitoriu la cablul cu secțiunea $A = 805$ mm².

Încălzirile maxime în regimul ciclic, stabilizat conform (13), sînt date de relațiile:

$$\theta_{1.4} = \frac{\theta_1(t_1) + \theta_2(t_2)\varphi_1\varphi_3\varphi_4 + \theta_3(t_3)\varphi_1\varphi_4 + \theta_4(t_4)\varphi_1}{1 - \varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_4},$$

$$\theta_{2.4} = \frac{\theta_1(t_1)\varphi_2 + \theta_2(t_2) + \theta_3(t_3)\varphi_1\varphi_2\varphi_4 + \theta_4(t_4)\varphi_1\varphi_3}{1 - \varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_4},$$

$$\theta_{3.4} = \frac{\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3 + \theta_2(t_2)\varphi_3 + \theta_3(t_3) + \theta_4(t_4)\varphi_1\varphi_2\varphi_3}{1 - \varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_4},$$

$$\theta_{4.4} = \frac{\theta_1(t_1)\varphi_2\varphi_3\varphi_4 + \theta_2(t_2)\varphi_3\varphi_4 + \theta_3(t_3)\varphi_4 + \theta_4(t_4)}{1 - \varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_4}.$$

În tabelul 1 sînt prezentate valorile calculate ale încălzirilor maxime în regim ciclic.

Figura 14 reprezintă variația încălzirii în cazul unui ciclu termic stabilizat.

Suprasarcina de urgență s-a calculat cu ajutorul relațiilor (19) și (19'), considerînd că aceasta se produce în timpul sarcinii de ordin 4 la trei momente diferite:

1 — la începutul sarcinii 4 ($t_{04} \neq 0$),

2 — după 1,333 h ($t_{04} = 1{,}333$ h),

3 — la sfîrșitul sarcinii 4 ($t_{04} = 7$ h).

Tabelul 1

Încălzirile calculate în regim ciclic stabilizat:
$\theta_{n\infty} = 37{,}511°C$

Ordinul sarcinii	t_i ore	a_i	$R(t_i)$	$\varphi(t_i)$	$\theta_i = a_i\theta_{n\infty}$ $R(t_i)$, °C	$\theta_i m$, °C
1	8	0,16	0,414	0,586	2,4 848	12,998
2	4	0,36	0,342	0,658	4,6 189	13,172
3	5	0,09	0,360	0,640	1,2 153	6,476
4	7	0,81	0,400	0,600	12,1 536	17,971

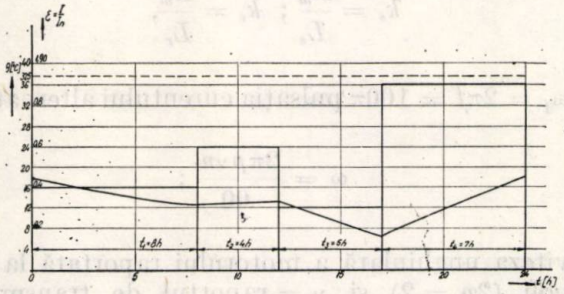


Fig. 14. Variația încălzirii în cazul unui ciclu stabilizat.

Pentru durata suprasarcinii (T) s-a considerat valorile: 1,333 h, 2,667 h; 4 și 6,667 h. Valorile calculate sînt redate în tabelul 2.

Tabelul 2

Nr. sarcini	t_{04}, ore	T, ore			
		1,333	2,667	4	6,667
$k = 4$	0	2,561	2,219	2,082	1,945
	7	2,345	2,053	1,936	1,821

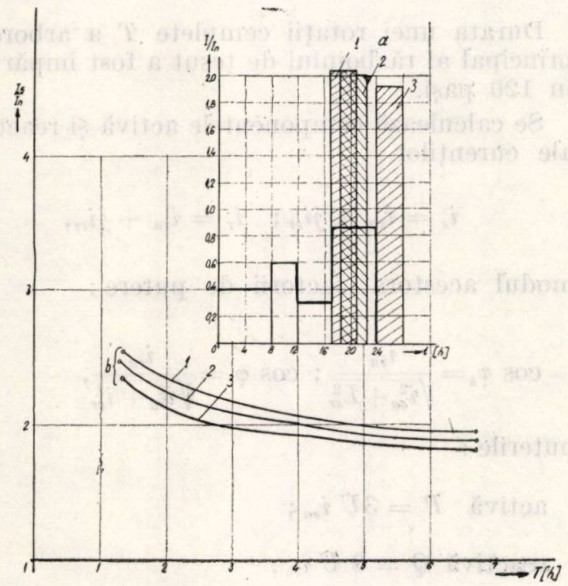


Fig. 15. Suprasarcina de urgență:
$1 - t_{04} = 0$; $2 - t_{04} = 1{,}333$h; $3 - t_{04} = 7$h.

În figura 15 se reprezintă variația suprasarcinilor de urgență în funcție de durată.

Pentru $T = 4$ h în diagrama, din aceeași figură (fig. 15), sînt reprezentate valorile suprasarcinilor de urgență admisibile.

Concluzii

1. Metoda prezentată pentru calculul încălzirii la sarcină ciclică este mai simplă decît cea indicată de alți autori, corespondența fizică mai directă, iar verificările experimentale atestă valabilitatea ei.

2. Suprasarcinile de urgență depind de condițiile anterioare producerii și de durată. O observație foarte interesantă cu consecințe importante este aceea că la aceeași durată, valoarea suprasarcinii de urgență variază foarte puțin în funcție de momentul producerii.

În diagrama din figura 15 se constată că, la durata suprasarcinii de urgență $T = 4$ ore, valoarea suprasarcinii de urgență, este 2,088 224 la un factor de sarcină $a_3 = 0{,}09$ și egal cu 1,9 359 la un factor de sarcină 0,81.

Se poate, deci, pentru limite largi ale variației sarcinii să se stabilească, în cazul unui cablu electric, o plajă restrînsă pentru suprasarcina de urgență în funcție de durată.

Bibliografie

[1] *Arrighi, R.* Échauffement d'un cable enterré soumis à une charge cyclique. În: Bul Ed. F. nr. 1966, p. 57—74.

[2] *Goldenberg, H.* Emergency loading of buried cable with temperature — dependent conductor resistence. În: Proc. IEE, vol. **118**, nr. 12 dec. 1971.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Ed. didactică și pedagogică, București 1972.

[4] *Morello, A.* Variazioni tranzistorie di temperatura nei caviper energia. L'Electrotecnica, aprilie 1958, p. 213—222.

[5] *Pasqualini, G. Terramorsi, G. Wauthier, R. Van Wormer, F. C.* Refroidissements des cables transportants de grandes preissances a de grandes distances. CIGRÉ, 1968, 21.08.

[6] *Van Wormer, F. C.* An improved approximate technique for calculating cable temperature transients. În: AIEE transactions, vol. **74**, part. III, 1955, p. 277—281.

[7] *Wlodarski, R., Cabiac, M.* Études et expériences récentes concernant la détermination de l'échauffement transitorie des câble enterrés. Ed. Académie Polonaise des Siences Paris 1966.

[8] *Panaite, V.* Perspective în tehnica transportului de energie electrică prin cabluri subterane În: Energetica **21** (1973) nr. 11, p. 523—529.

Intrat în redacție la 11.III.1975

CZ 621-831:621.34:677.054

ACȚIONARE ELECTRICĂ
MOTOARE ASINCRONE
SARCINI PULSATORII
FACTOR DE PUTERE

Cu privire la optimizarea parametrilor schemei echivalente a motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut cu ajutorul calculatorului numeric

IOSIF BERGMAN şi NONEL THIRER* — Iaşi

Introducere

Particularităţile funcţionării motoarelor asincrone ce antrenează sarcini pulsatorii au o importanţă tehnică şi economică deosebită, constituind obiect de studiu al specialiştilor [1,2].

Pentru fundamentarea teoretică a cauzelor ce conduc la funcţionarea cu factor de putere redus al motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut s-a recurs la studii analitice [3, 4], deosebit de laborioase şi bazate, în mod necesar, pe aproximări.

Studiile experimentale [5,6] evidenţiază necesitatea unei analize teoretice a influenţei parametrilor motorului, în primul rînd, asupra valorii factorului de putere.

În lucrarea de faţă se aplică metoda de calcul cu calculatorul numeric, expusă parţial în [7], la deducerea influenţei diverşilor parametri ai schemei echivalente a motorului asincron asupra caracteristicilor sale, la funcţionare cu sarcină pulsatorie. Rezultă concluzii privind modul de optimizare a motorului asincron.

1. Ecuaţiile motorului asincron

Se utilizează aceeaşi formă de scriere a ecuaţiilor de funcţionare a motorului asincron ca în [7].

$$\frac{u_s}{L_s}=\frac{R_s}{L_s}i_s+\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t}+R_s\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t}+j\omega_1(i_s+k_s i_r), \quad (1)$$

$$0=\frac{R_r}{L_r}i_r+k_r\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t}+\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t}+j(\omega_1-\omega)(k_r i_s+i_r) \quad (2)$$

unde : $u_s = U_1\sqrt{2}\,e^{j\gamma_0}$ este tensiunea aplicată pe o fază a statorului

γ_0 — faza ei iniţială ; i_s, i_r — curenţii din stator şi rotor ;

R_s, R_r — rezistenţele, L_s, L_r, L_m ; inductivităţile totale ale înfăşurărilor statorului, rotorului şi mutuală.

* Ing. *Bergman I.* este conferenţiar, iar ing. *Thirer N.* este asistent la Institutul politehnic — Iaşi

$$k_s=\frac{L_m}{L_s}\ ;\ k_r=\frac{L_m}{L_r}, \quad (3)$$

$\omega_1 = 2\pi f = 100\pi$ pulsaţia curentului alternativ :

$$\omega=\frac{2\pi p\,\nu n}{60}\ ; \quad (4)$$

viteza unghiulară a motorului raportată la doi poli ($2p = 2$) şi ν = raportul de transmisie.

Caracteristica turaţiei funcţie de timp $n = f(t)$ pentru o rotaţie completă a arborelui principal al războiului de ţesut, folosită în calcul, este aproximată prin curba din figura 1.

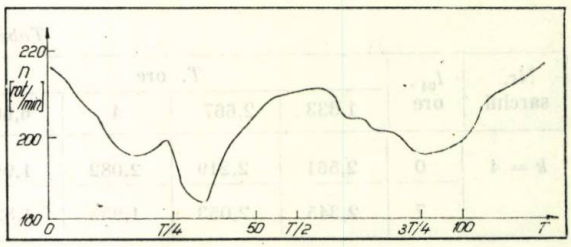


Fig. 1. Caracteristica $n(t)$.

Durata unei rotaţii complete T a arborelui principal al războiului de ţesut a fost împărţită în 120 paşi.

Se calculează componentele activă şi reactivă ale curenţilor :

$$i_s = i_{sa} + ji_{sr}\ ;\quad i_r = i_{ra} + ji_{rr}, \quad (5)$$

modul acestora, factorii de putere :

$$\cos\varphi_s=\frac{i_{sa}}{\sqrt{i_{sa}^2+L_{sr}^2}}\ ;\ \cos\varphi_r=\frac{i_{ra}}{\sqrt{i_{ra}^2+i_{rr}^2}}, \quad (6)$$

puterile :

activă $P = 3U\,i_{sa}$;

reactivă $Q = 3\,U\,i_{rs}$; (7)

şi aparentă $S = 3\,U\sqrt{i_{sa}^2 + i_{sr}^2}$, din stator,

pierderile Joule în stator și rotor :

$$P_s = 3R_s I_s^2; \qquad P_r = 3\,R_r I_r^2 \tag{8}$$

și cuplul magnetic

$$M = \frac{3}{2} L_s k_s\,(i_{ra}\, i_{sr} - i_{rr}\, i_{sa}). \tag{9}$$

Sînt prezentate valorile medie aritmetică pe ciclu ale cuplului electromagnetic, puterilor activă, reactivă și aparentă absorbite, pierderile Joule în stator și rotor pecum și factorul de putere.

2. Rezolvarea ecuațiilor de funcționare cu ajutorul calculatorului numeric

După separarea părților reale de cele imaginare din ecuațiile (1) și (2) se obține un sistem de 4 ecuații diferențiale de ordinul II, care se aduce la forma :

$$\frac{\mathrm{d}i_{sa}}{\mathrm{d}t} = f_1(t, i_{sa}, i_{sr}, i_{ra}, i_{rr}), \tag{10}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{ra}}{\mathrm{d}t} = f_2(t, i_{sa}, i_{sr}, i_{ra}, i_{rr}), \tag{10}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{sr}}{\mathrm{d}t} = f_3(t, i_{sa}, i_{sr}, i_{ra}, i_{rr}),$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{rr}}{\mathrm{d}t} = f_4(t, i_{sa}, i_{sr}, i_{ra}, i_{rr}).$$

Pentru integrarea numerică a acestui sistem s-a ales metoda Merson [8], care îmbunătățește metodele clasice de tip Runge-Kutha.

Metoda Merson permite calculul valorilor variabilelor dependente într-un pas, în funcție de valorile lor în pasul precedent și aprecierea erorilor globale de calcul pe fiecare pas.

Pornind de la relațiile de calcul date de Merson s-a întocmit organigrama de principiu din figura 2 și s-a scris subrutina *SNDM* (*N*, *YI*, *Y*, *YL*, *ER*, *KΦD*, *AUX*) care permite rezolvarea oricărui sistem de *N* ecuații diferențiale de gradul I (sau reductibile la ordinul I).

Parametrii formali ai subprogramului au următoarele semnificații :

YI — vector de dimensiune *N* ce conține, la intrare, valorile inițiale ale necunoscutelor, iar, la ieșire, soluțiile sistemului, aceasta permite reluarea ușoară a calculelor în pasul următor ;

Y, *YL* — vectori de lucru de dimensiune *N* ; *AUX* — vector de dimensiune 4 ; AUX_1 — valoarea pasului de integrare ; AUX_2 — valoarea

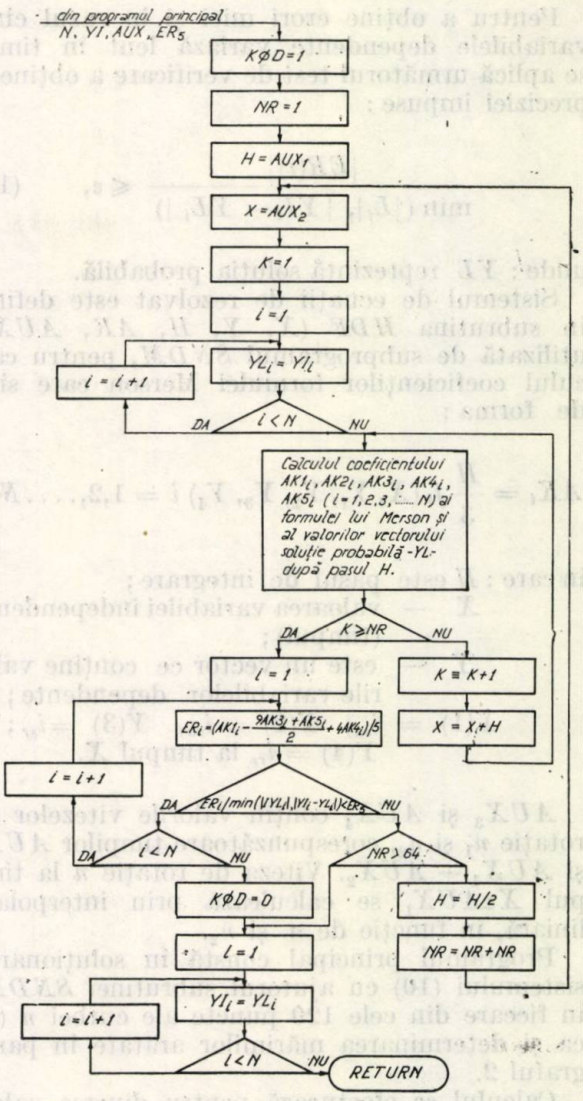


Fig. 2. Organigrama.

inițială a variabilei independente, în cazul nostru timpul, AUX_3 și AUX_4 sînt la dispoziția utilizatorului ;

KØD — cod de eroare cu semnificațiile :

KØD = 0 — soluție normală ;

KØD = 1 — nu a fost atinsă precizia dorită ε ;

ER — vector de dimensiune $N + 1$; conține erorile de trunchiere efectuate la calculul soluțiilor, precum și parametrul de precizie impusă [$ER(N + 1) = \varepsilon$].

Subprogramul întocmit conform organigramei permite alegerea automată a mărimii pasului de integrare, în sensul că, dacă aplicînd o singură dată relațiile lui Merson, soluția nu se obține cu precizia dorită, atunci pasul inițial se împarte în două și se aplică de două ori succesiv relațiile lui Merson, procedeul continuînd fie pînă la atingerea preciziei impuse (*KØD* = 0), fie pînă la depășirea numărului maxim admis (64) de divizări ale pasului inițial (*KØD* = 1).

Pentru a obține erori mici și în cazul cînd variabilele dependente variază lent în timp, se aplică următorul test de verificare a obținerii preciziei impuse :

$$\frac{|ER(i)|}{\min(|L_i|, |YI_i - YL_i|)} \leqslant \varepsilon, \qquad (11)$$

unde : YL reprezintă soluția probabilă.

Sistemul de ecuații de rezolvat este definit în subrutina HDF (X, Y, H, AK, AUX), utilizată de subprogramul $SNDM$, pentru calculul coeficienților formulei Merson care sînt de forma :

$$AK_i = \frac{H}{3} f_i(X, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4)\ i = 1,2,\ldots.N,$$

în care : H este pasul de integrare ;
X — valoarea variabilei independente (timpul) ;
Y — este un vector ce conține valorile variabilelor dependente ;
$Y(1) = i_{sa}$, $Y(2) = i_{ra}$, $Y(3) = i_{sr}$; $Y(4) = i_{rr}$ la timpul X.

AUX_3 și AUX_4 conțin valorile vitezelor de rotație n_1 și n_2, corespunzătoare timpilor AUX_2 și $AUX_1 + AUX_2$. Viteza de rotație n la timpul $X \varepsilon AUX_1$ se calculează prin interpolare liniară, în funcție de n și n_2.

Programul principal constă în soluționarea sistemului (10) cu ajutorul subrutinei $SNDM$, în fiecare din cele 120 puncte ale curbei n (t), ca și determinarea mărimilor arătate în paragraful 2.

Calculul se efectuează pentru diverse valori ale parametrilor motorului, pornind de fiecare dată de la aceleași condiții inițiale.

Aplicarea metodei expuse aici conduce la o reducere a duratei de rezolvare a ecuațiilor pe calculator, în raport cu timpul rezultat prin folosirea subprogramelor cunoscute [7].

3. Parametrii caracteristici ai motorului asincron

În ecuațiile de funcționare, scrise mai sus, intervin rezistențele și inductanțele motorului asincron, raportate la stator.

Analiza din lucrarea de față urmărește evidențierea influenței fiecăruia dintre acești parametri asupra comportării motorului asincron, ce antrenează o sarcină pulsatorie.

Se consideră că dimensiunile de bază ale motorului rămîn neschimbate. Rezistența înfășurării secundare se modifică în funcție de secțiunea barelor și a inelelor de scurtcircuitare ale coliviei și de materialul acestora (aluminiu, cupru, alamă).

Se adoptă valori egale pentru inductanțele totale ale statorului și rotorului $L_s = L_r$. Inductanța mutuală pentru prima armonică are expresia :

$$L_m = \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0 D \cdot l_i}{\delta \cdot k_\delta k_\mu} \left(\frac{W_1 k_{w_1}}{p}\right)^2, \qquad (12)$$

unde : μ_0 este permeabilitatea aerului ; D, l_i diametrul interior și lungimea ideală a statorului motorului ;
δ,k_δ — lungimea și coeficientul intrefierului ;
k_μ — un coeficient ce evidențiază gradul de saturație a fierului ; w_1 — numărul de spire pe faza statorului ; k_{w_1} coeficientul de înfășurare și p numărul perechilor de poli.

Modificarea inductanței mutuale se obține acționînd asupra mărimii întrefierului. Inductanțele de scăpări ale celor două înfășurări sînt luate în considerație prin valorile raportate k_s și k_r. Aici se consideră cazul $k_s = k_r$.

Căile de modificare a valorii inductanțelor de scăpări și a rezistenței înfășurării statorului sînt cele cunoscute din literatură. Se menționează faptul că, dacă L_s și L_r rămîn constante, creșterea inductanțelor de scăpări conduce la diminuarea inductanței mutuale.

4. Prezentarea rezultatelor

Rezultatele calculelor sînt sintetizate în tabelul 1, iar pentru unele cazuri mai semnificative, s-au reprezentat parametrii respectivi sub formă de curbe.

În tabel se indică, pentru 12 cazuri, valorile medii pe o rotație a arborelui principal (pe ciclu) pentru : cuplul M, puterile — activă, P, reactivă Q, aparentă S, pierderile Joule în înfășurarea statorului p_s și rotorului p_r și factorul de putere al statorului cos φ_s. Valorile medii ale puterilor și factorului de putere s-au calculat atît cu considerarea semnului valorii momentane, cît și fără a-l considera. Al doilea rînd de valori nu are sens fizic dar permite evidențierea mai bună a particularităților acestui regim de funcționare a motorului asincron.

În figurile 3, 4, 5, 6, 7 se reprezintă variația mărimilor i_{sa}, i_{sr} (L_s), M cos φ_s pentru următoarele valori numerice :
$k_s = k_r = 0{,}96$; $L_s = L_r = 0{,}68$ H, $\nu = 4{,}9$, $R_s = 7{,}42\ \Omega$ și $R_r = 5{,}8\ \Omega$ (curbele a) ; $3\ \Omega(b)$; $8\ \Omega(c)$, respectiv $R_s = 5\ \Omega$ și $R_r = 5{,}8\ \Omega(d)$.

În figura 3 este dată și curba $i_{sa} = f(t)$ (e) pentru $R_s = 11\ \Omega$.

Figurile 8, 9, 10, 11, 12 reprezintă aceleași curbe pentru $R_r = 5{,}8\ \Omega$; $R_s = 7{,}42\ \Omega$; $\nu = 4{,}9$ și $k_s = k_r = 0{,}96$; $L_s = L_r = 0{,}4$ $H(a)$; $L_s = L_r = 1\ H(b)$; $L_s = L_r = 0{,}68\ H$, $k_s = k_r = 0{,}8$ (c), respectiv $k_s = k_r = 0{,}96$; $L_s = L_r = 0{,}68\ H$ și $\nu = 4{,}7$ (d).

Tabelul 1

Variantele de calcul şi valorile medii pe ciclu obţinute

Nr. crt.	R_r, Ω	R_s, Ω	$L_s=L_r$, H	$k_s=k_r$	ν	Fig.	M, Nm	$\frac{\Sigma P/T}{\Sigma\lvert P\rvert/T}$, W	$\frac{\Sigma\lvert Q/T}{\Sigma\lvert Q\rvert/T}$, VAR	$\frac{\Sigma S/T}{\Sigma\lvert S\rvert/T}$, VA	$P_{s\,med}$, W	$P_{r\,med}$, W	$\frac{\Sigma\cos\varphi_s/T}{\Sigma\lvert\cos\varphi_s\rvert/T}$
1	5,8					3—7 *a*	−0,0 671 578	379,8 378 1 137,7 734	1 424,9 481 1 424,9 487	1 450,145 1 918,8 141	348,3 340	204,8 696	0,262 634 0,580 773
2	3,0	7,42				3—7 *b*	0,6 515 625	492,6 030 1 521,8 592	1 246,1 352 1 246,1 367	1 340,936 2 083,3 785	259,2 529	81,12 904	0365 872 06 872 932
3	8,0		0,68	0,96		3—7 *c*	0,2 204 624	171,84 769 756,4 293	1 037,2 724 1 037,2 743	1 050,243 1 334,6 769	97,79 381	49,16 837	0,162 727 0,5 260 110
4	11,0					3 *e*	0,2 030 300	1 468,9 494 544,4 148	996,9 186 996,9 186	1 005,716 1 173,5 412	72,21 527	34,36 751	0,146 921 0,4370 474
5		5				3—7 *d*	0,4 160 610	255,70 500 944,3 409	1 068,4 797 1 068,4 797	1 110,327 1 482,1 881	82,35 670	54,46 185	0,231 533 0,5 903 351
6		10			4,9	—	0,3 193 464	269,20 038 957,1 875	1 076,7 159 1 076,7 159	1 120,5 614 1 509,2 760	169,5 614	57,0 686	0,242 144 0,599 986
7			0,4			8—12 *a*	0,1 914 793	222,93 663 1 175,7 084	1 952,2 577 1 952,3 577	1 960,565 2 390,7 672	380,0 378	160,6 320	0,113 236 0,4 917 154
8	5,8		1,0			8—12 *b*	− 1,408 771	46,67 082 1 164,5 046	255,97 395 1 083,6 627	259,569 1 716,2 220	394,8 188	317,5 376	0,180 394 0,6 650 861
9		7,42		0,8	4,7	8—12 *c*	+ 0,1 308 023	159,39 396 352,9 076	150,0 443 1 156,9425	1 160,637 1 237, 2210	83,62 288	18,82 629	0,1375 821 0,2697 821
10			0,68		4,0	8—12 *d*	+ 2,875 120	1 571,1 537 1 572,4 182	1 222,0 356 1 222,0 365	1 990,384 2 073,8 358	250,3 110	146,3 680	0,792 164 0,7010 010
11				0,96		—	5,720 082	4 227,729 4 238,970	2 486,5 452 2 486,5 452	4 890,138 4 937,985	1 281,411	908,9 895	0,866 273 0,8593 102
12					5,1	—	− 2,2 582	−934,88151 1 208,9 883	1 281,9 264 1 281,9 273	1 585,266 1 825,500	198,8 250	105,3 082	0,59 685 0,5851 392

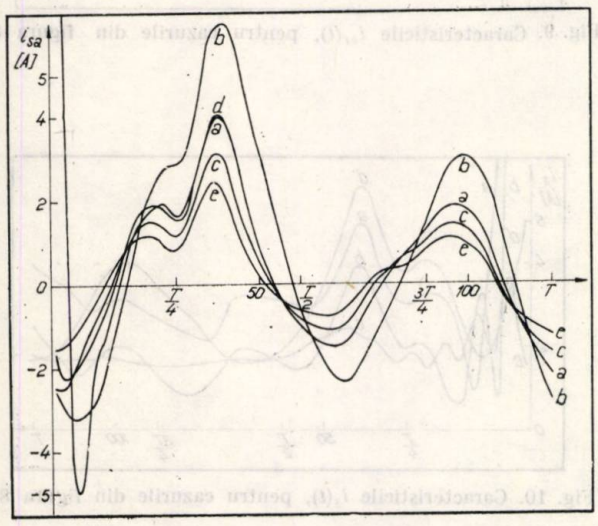


Fig. 3. Caracteristicile $i_{sa}(t)$, pentru $R_r = 5{,}8\,\Omega(a)$, $3\Omega(b)$, $8\Omega(c)$, $11\Omega(e)$, $R = 5\Omega$ şi $R_s = 5{,}8\Omega(d)$.

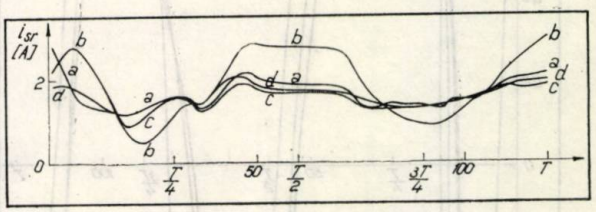


Fig. 4. Caracteristicile $i_{sr}(t)$, pentru cazurile din figura 3.

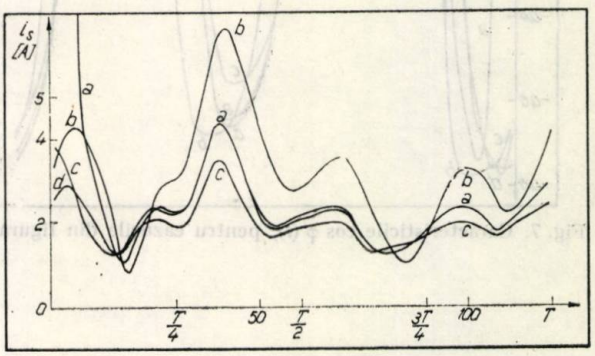


Fig. 5. Caracteristicile $|i_s|(t)$, pentru cazurile din figura 3.

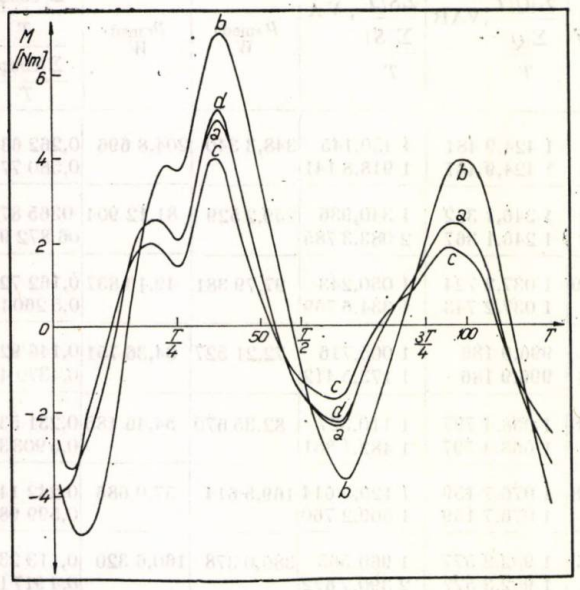


Fig. 6. Caracteristicile $M(t)$, pentru cazurile din figura 3.

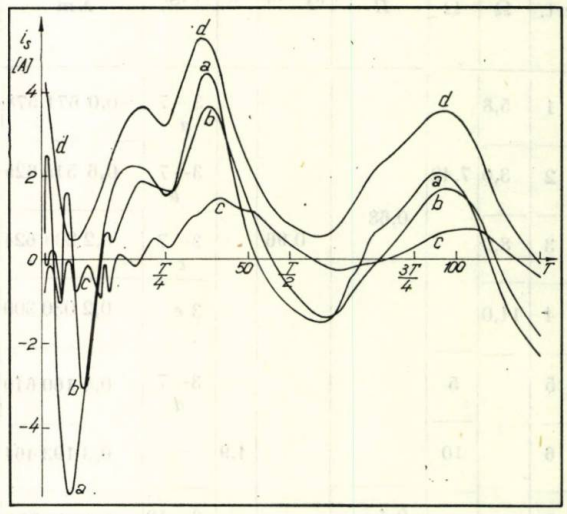


Fig. 8. Caracteristicile $i_{as}(t)$, pentru $L_s = L_r = 0{,}4\ H(a)$, $L_s = L_r = 1H(b)$, $k_s = k_r = 0{,}8\ (c)$, $\nu = 4{,}7\ (d)$.

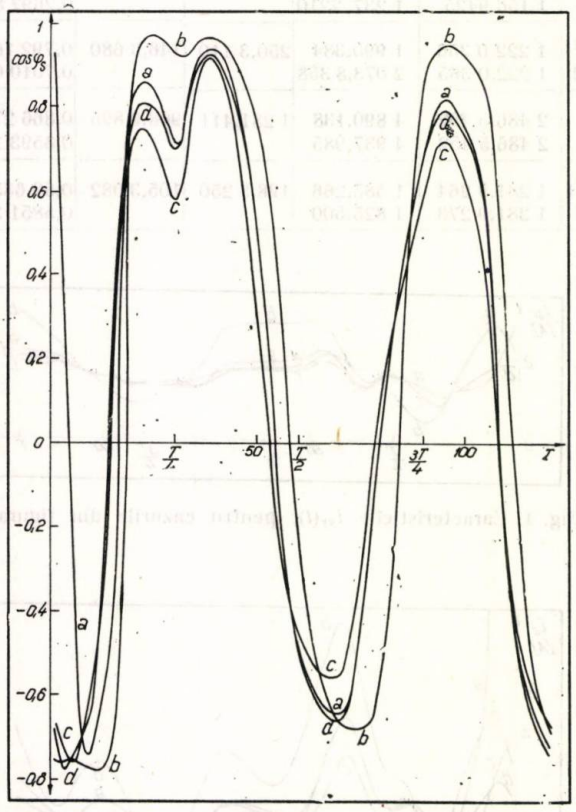


Fig. 7. Caracteristicile $\cos\varphi\ (t)$, pentru cazurile din figura 3.

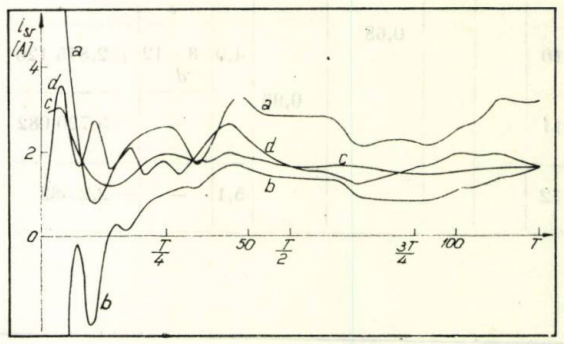


Fig. 9. Caracteristicile $i_{sr}(t)$, pentru cazurile din figura 8.

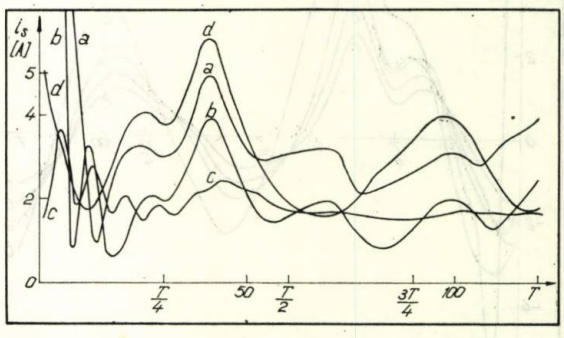


Fig. 10. Caracteristicile $i_s(t)$, pentru cazurile din figura 8.

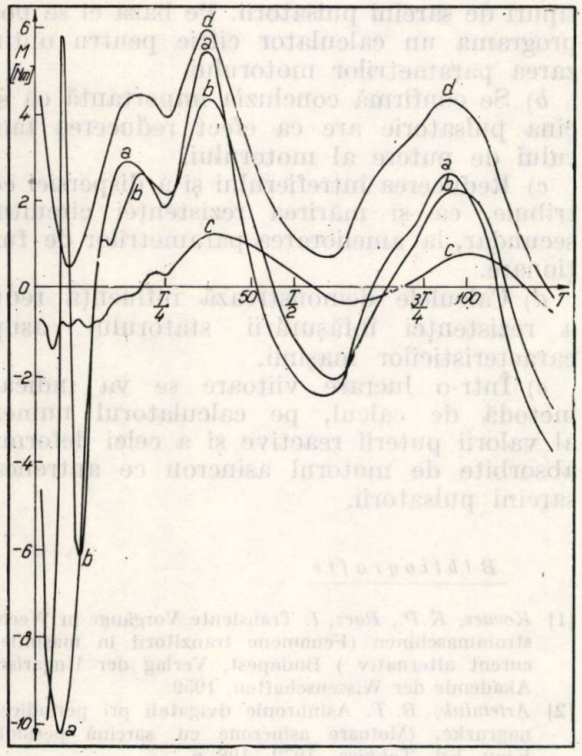


Fig. 11. Caracteristicile $M(t)$, pentru cazurile din figura 8.

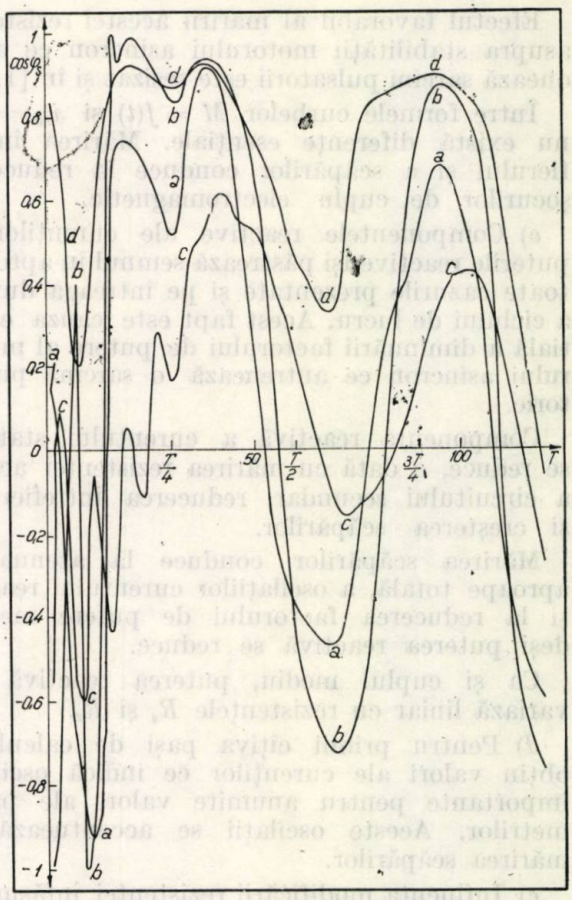


Fig. 12. Caracteristicile $\cos\varphi(t)$, pentru cazurile din figura 8.

5. Alegerea valorii raportului de transmisie

Deoarece curba de variaţie a vitezei n (t) a fost impusă în calculul de faţă, valoarea raportului de transmisie ν, între arborele principal al războiului de ţesut şi motorul asincron, este prestabilită, modificarea ei conducînd, evident, cel puţin la deplasarea valorii medii a curbei n (t). Valoarea recomandată pentru ν în cazul nostru poate oscila între $\nu = 4{,}9 - 4{,}7$; funcţionarea cu $\nu = 4{,}9$ impunînd valori deosebit de mici ale momentului de volant al maşinii de lucru.

Cum valoarea momentelor de volant este esenţială pentru condiţiile de funcţionare a războiului de ţesut, determinînd calitatea produselor, eficienţa dispozitivelor de frînare şi productivitatea muncii, observaţiile desprinse aici pot conduce la optimizarea războiului şi a parametrilor săi energetici.

Valorile negative ale momentului mediu pe ciclu conduc la ideea, evident absurdă, că maşina de lucru antrenează agregatul.

Pentru evidenţierea importanţei alegerii valorii raportului de transmisie la proiectare s-au prezentat, în tabel, 4 valori ale acestei mărimi. Pentru $\nu = 5{,}1$ maşina ar trebui să funcţioneze la viteze suprasincrone, deci în regim de generator, furnizînd reţelei o putere activă însemnată în timp, care pentru $\nu = 4{,}0$, sarcina constantă pe ciclu este deosebit de mare, motorul fiind, suprasolicitat. Aplicarea în practică a acestor valori pentru ν duce, în primul caz, la diminuarea vitezelor arborelui principal al războiului de ţesut şi, în al doilea caz, la mărirea acestora.

6. Analiza rezultatelor calculelor

Cerinţele fundamentale impuse motorului asincron de antrenare a războiului de ţesut sînt :

— să dezvolte un cuplu suficient;

— să funcţioneze cu factor de putere şi randament optime;

— oscilaţiile curentului pe ciclu să fie minime.

Din analiza datelor prezentate rezultă următoarele observaţii :

a) Cuplul electromagnetic mediu, dezvoltat de motor în condiţiile sarcinii pulsatorii, nu variază liniar cu rezistenţa circuitului secundar şi cu inductanţa totală. Creşterea scăpărilor şi reducerea rezistenţei circuitului primar conduc la creşterea acestui cuplu.

b) Amplitudinile oscilaţiilor curentului activ primar $i_{sa}(t)$ şi cuplului electromagnetic se reduc cu creşterea rezistenţei circuitului secundar.

Efectul favorabil al măririi acestei rezistenţe asupra stabilităţii motorului asincron ce acţionează sarcini pulsatorii este sesizat şi în [1, 2].

Între formele curbelor $M = f(t)$ şi $i_{sa} = f(t)$ nu există diferenţe esenţiale. Mărirea întrefierului şi a scăpărilor conduce la reducerea şocurilor de cuplu electromagnetic.

c) Componentele reactive ale curenţilor şi puterile reactive îşi păstrează semnul în aproape toate cazurile prezentate şi pe întreaga durată a ciclului de lucru. Acest fapt este cauza esenţială a diminuării factorului de putere al motorului asincron ce antrenează o sarcină pulsatorie.

Componenta reactivă a curentului statoric se reduce, o dată cu mărirea rezistenţei active a circuitului secundar, reducerea întrefierului şi creşterea scăpărilor.

Mărirea scăpărilor conduce la atenuarea, aproape totală, a oscilaţiilor curentului reactiv şi la reducerea factorului de putere mediu, deşi puterea reactivă se reduce.

Ca şi cuplul mediu, puterea reactivă nu variază liniar cu rezistenţele R_s şi R_r.

d) Pentru primii cîţiva paşi de calcul se obţin valori ale curenţilor ce indică oscilaţii importante pentru anumite valori ale parametrilor. Aceste oscilaţii se accentuează la mărirea scăpărilor.

e) Influenţa modificării rezistenţei înfăşurării statorului nu este însemnată, deci, ea trebuie păstrată la valori minime pentru reducerea pierderilor.

f) Întrefierul influenţează mai mult valoarea puterii reactive şi mai puţin puterea activă. Reducerea însemnată a întrefierului are ca rezultat trecerea prin zero şi a componentelor reactive ale curentului şi influenţează favorabil parametrii motorului asincron de acţionare a războiului de ţesut.

Fireşte că avînd în vedere şocurile mecanice ce se transmit motorului, reducerea întrefierului este condiţionată de calitatea rulmenţilor.

g) Modul de prezentare a datelor din tabelul 1 evidenţiază clar faptul că puterea activă medie este mult diminuată, din cauză că, în anumite momente ale ciclului, curentul activ îşi schimbă semnul, ceea ce nu se întîmplă în cazul curentului reactiv.

h) Analiza valorilor medii pe ciclu ale pierderilor Joule în înfăşurări confirmă faptul că măsurile favorabile creşterii valorii factorului de putere conduc şi la mărirea randamentului motorului.

7. Concluzii

a) Metoda de calcul a parametrilor motorului asincron de antrenare a unui război de ţesut, expusă mai sus este valabilă şi pentru alte tipuri de sarcini pulsatorii. Pe baza ei se poate programa un calculator cifric pentru optimizarea parametrilor motorului.

b) Se confirmă concluzia importantă că sarcina pulsatorie are ca efect reducerea factorului de putere al motorului.

c) Reducerea întrefierului şi a dispersiei contribuie, ca şi mărirea rezistenţei circuitului secundar, la ameliorarea parametrilor de funcţionare.

d) Calculele demonstrează influenţa redusă a rezistenţei înfăşurării statorului asupra caracteristicilor maşinii.

e) Într-o lucrare viitoare se va indica o metodă de calcul, pe calculatorul numeric, al valorii puterii reactive şi a celei deformate absorbite de motorul asincron ce antrenează sarcini pulsatorii.

Bibliografie

[1] *Kovacs, K.P., Racz, I.* Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen (Fenomene tranzitorii în maşinile de curent alternativ) Budapest, Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.

[2] *Artemiuk, B. T.* Asinhronîe dvigateli pri periodicescoi nagruzke. (Motoare asincrone cu sarcină periodică), Kiev, Ed. Tehnica, 1972, 198 p.

[3] *Bergman, I.* Cu privire la cauzele funcţionării cu factor de putere scăzut a motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut. În: Electrotehnica **20**, nr. 4, apr 1972, p. 134—138.

[4] *Bergman, I.* Betrachtungen über den Drehstromasynchronomotoren die Westuhle antriben (Consideraţii privind motoarele asincrone de antrenare a războaielor de ţesut). Bul. Institutului politehnic Iaşi, tom. **XXI, (XXV)**, secţia III, E.E.A. fasc. 1—2, 1975, p. 57—64.

[5] *Kőlmel, K.* Energierhältnisse bei Webstuhlantrieben und ihre Verbesserung (Relaţii energetice la acţionarea războaielor de ţesut şi îmbunătăţirea lor) Siemens Zeitschrift **33** J. sept 1959, H. 9. S. 562—569.

[6] *Reicher, F., Bergman, I.* şi *Teodoru E.* Experimentelle Untersuchungen über den Leistungsfaktor des Antriebmotore der Webmaschine (Cercetări experimentale cu privire la factorul de putere al motorului de acţionare al războiului de ţesut). Buletinul Institutului politehnic Iaşi, t. **XVII (XXI)** fasc. 1—4, secţie VIII, Textile, Pielărie, 1971, p. 21—26.

[7] *Thirer, N., Bergman, I.* şi *Prisăcaru, A.* Uber die Benützungsmőglichkeit des Digitalrechners FELIX C—256 zur Analyse des Betriebs der Asynchronmotoren die Webstuhle antriben (Cu privire la posibilitatea folosirii calculatorului numeric FELIX C—256 la analiza funcţionării motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut). Buletinul Institutului politehnic-Iaşi, tom **XXI (XXV)**, Secţia III, EEA, fasc. 3—4, 1975, p. 47—54.

[8] *Stănciulescu, F.* Analiza şi simularea sistemelor neliniare. Bucureşti, Ed. Academiei R.S. România, 1974.

Intrat în redacţie la 17.VII.1975

CZ 621.317.785.082.744

CONTOARE DE INDUCȚIE
ECUAȚII MAXWELL
MOMENT CUPLU ACTIV

Momentul cuplului activ la contoarele de inducţie trifazate cu capacitate mare de măsurare

COSTIN CEPIȘCĂ, BRÎNDUȘA PANTELIMON* — București

Introducere

Lucrarea își propune prezentarea unei expresii analitice de calcul pentru momentul cuplului activ al contoarelor de inducție trifazate cu capacitate mare de măsurare.

În literatura de specialitate [1—5], sînt prezentate expresii de calcul ale momentului cuplului activ la mecanismele de inducție, pentru diverse configurații geometrice.

Utilizarea lor în calculul de proiectare a noului tip de contor trifazat cu capacitate mare de măsurare, *CA43S*, conduce la rezultate sensibil diferite față de cele determinate experimental, lucru care se explică prin configurația geometrică existentă, diferită față de cele pentru care au fost deduse relațiile din lucrările menționate [6].

Apare, deci, necesitatea stabilirii unei relații analitice pentru determinarea momentului cuplului activ la contoarele trifazate cu capacitate mare de măsurare, ale cărei rezultate să corespundă cît mai bine cu cele experimentale.

1. Ipoteze de calcul

1. Se presupune funcționarea contorului în regim sinusoidal, pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare.

2. Se neglijează reacția magnetică a curenților turbionari (solenația curenților turbionari fiind mult mai mică decît cea de magnetizare).

3. Grosimea discului de aluminiu ($\delta = 1{,}2$ mm) este mult mai mică decît adîncimea de pătrundere a curenților turbionari.

4. Configurația geometrică adoptată în calcul este prezentată în figura 1.

Se aproximează forma polilor electromagneților de curent și tensiune cu patrulatere curbilinii, în vederea integrării ecuațiilor lui Maxwell în coordonate cilindrice.

5. Inducția magnetică este constantă sub pol și nulă în afara polului.

6. Se consideră o problemă plan-paralelă, inducția magnetică fiind orientată după axa OZ, mărimile depinzînd de coordonatele r și φ.

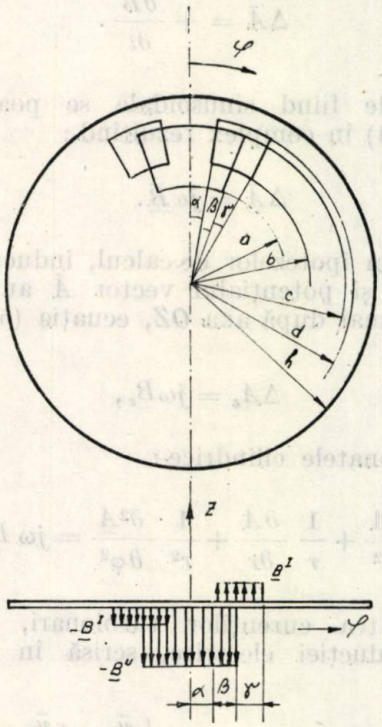


Fig. 1. Configurația geometrică a dispozitivului de măsură, adoptată, pentru calculul densității curenților induși de polul de tensiune.

2. Metoda de calcul

Fluxurile magnetice variabile în timp, induc în disc tensiuni electromotoare ce determină apariția unor curenți turbionari în disc. Din interacțiunea curenților turbionari induși de fluxul de curent cu fluxul magnetic de tensiune și a curenților turbionari induși de fluxul de tensiune cu fluxul magnetic de curent apare cuplul activ ce acționează asupra discului.

Se consideră un sistem de referință imobil în raport cu electromagneții, iar discul imobil în acest sistem, pentru a obține numai cuplul activ.

Relațiile îndeplinite de cîmpul electric din disc sînt conform ecuațiilor lui Maxwell [7], [8]:

$$\operatorname{div} \bar{E} = 0, \tag{1}$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}. \tag{2}$$

* Ing. *Cepișcă C.* și ing. *Pantelimon B.* sînt asistenți la catedra de măsuri și aparate electrice a I.P. — București.

Conform relației (1) se poate defini un potențial vector A din relația :

$$\bar{E} = \text{rot}\, \bar{A}\,. \tag{3}$$

Rezultă : $\text{rot rot}\, \bar{A} = -\dfrac{\partial \bar{B}}{\partial t}$,

și deoarece : $\text{div}\, \bar{A} = 0$, rezultă :

$$\Delta \bar{A} = +\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}\,. \tag{4}$$

Mărimile fiind sinusoidale se poate scrie ecuația (4) în complex rezultînd :

$$\Delta \underline{A} = j\omega \underline{B}\,. \tag{5}$$

Conform ipotezelor de calcul, inducția magnetică $\bar{B}$ și potențialul vector $\bar{A}$ au componente numai după axa OZ, ecuația (5) devine astfel :

$$\Delta \underline{A}_z = j\omega \underline{B}_z\,, \tag{6}$$

în coordonatele cilindrice :

$$\frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\,\frac{\partial \underline{A}}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\,\frac{\partial^2 \underline{A}}{\partial \varphi^2} = j\omega\, \underline{B} \tag{7}$$

Densitatea curenților turbionari, conform legii conducției electrice, scrisă în complex este :

$$\bar{\underline{J}} = \sigma \bar{\underline{E}} = \sigma\ \text{rot}\ \underline{\bar{A}} = \frac{\sigma}{r} \begin{vmatrix} \bar{u}_r & r\bar{u}_\varphi & \bar{u}_z \\ \dfrac{\partial}{\partial r} & \dfrac{\partial}{\partial \varphi} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{A} \end{vmatrix}, \tag{8}$$

rezultînd :

$$\bar{\underline{J}} = \underline{J}_r\, \bar{u}_r + \underline{J}_\varphi\, \bar{u}_\varphi\,, \tag{9}$$

cu expresiile densității de curent după coordonatele r și φ :

$$\underline{J}_r = \frac{\sigma}{r}\,\frac{\partial \underline{A}}{\partial \varphi}\,, \tag{10}$$

$$\underline{J}_\varphi = -\sigma \frac{\partial A}{\partial r}\,. \tag{11}$$

3. Calculul densității curenților induși de polul de tensiune

Configurația geometrică pentru rezolvarea ecuației (7) îndeplinite de potențialul vector este prezentată în figura 2.

Dezvoltarea în serie Fourier a inducției dată de polul de tensiune (fig. 1, distribuție după coordonata φ) este :

$$\underline{B}^u(\varphi) = \underline{B}^U \left[G_0^U + \sum_{k=1}^{\infty} G_k^U \cos k\varphi \right], \tag{12}$$

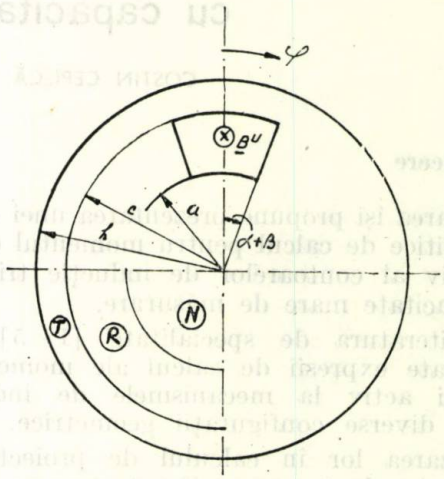


Fig. 2. Configurația geometrică, pentru calculul densității curenților induși de tensiune.

cu : $G_0^U = \dfrac{\alpha + \beta}{\pi}$ și $G_k^U = \dfrac{2}{\pi k} \sin k(\alpha + \beta)$.

Ecuațiile îndeplinite de potențialul vector în regiunile N, R și T sînt :

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_N^U}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\,\frac{\partial \underline{A}_N^U}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\,\frac{\partial^2 \underline{A}_N^U}{\partial \varphi^2} = 0\,, \tag{13}$$

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_R^U}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\,\frac{\partial \underline{A}_R^U}{\partial r}\,\frac{1}{r^2}\,\frac{\partial^2 \underline{A}_R^U}{\partial \varphi^2} = -j\omega B^U \left[G_0^U + \sum_{k=1}^{\infty} G_0^U \cos k\varphi \right], \tag{14}$$

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_T^U}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\,\frac{\partial \underline{A}_T^U}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\,\frac{\partial^2 \underline{A}_N^U}{\partial \varphi^2} = 0\,, \tag{15}$$

cu soluțiile în cele trei regiuni :

$$\underline{A}_N^U = -j\omega\, \underline{B}^U\, D_{N0}^U - j\omega\, \underline{B}^U \sum_{k=1}^{\infty} C_{Nk}^U r^k \cos k\varphi, \tag{16}$$

$$\underline{A}_R^U = -j\omega\, \underline{B}^U \left[G_0^U \frac{r^2}{4} + D_{R0}^U \ln \frac{r}{C_{R0}^U} \right] - j\omega\, \underline{B}^U \left[G_2^U \frac{r^2}{4} \left(\ln \frac{r}{C_{R2}^U} - \frac{1}{4} \right) + D_{R2}^U r^{-2} \right] \cos 2\varphi - j\omega B^U \sum_{k \neq 2} \left[C_{Rk}^U r^k + D_{Rk}^U r^{-k} - G_k^U \frac{r^2}{k^2 - 4} \right] \cos k\varphi\,, \tag{17}$$

$$\underline{A}_T^U = -j\omega \underline{B}^U D_{T0}^U \ln \frac{r}{C_{T0}^U} - j\omega \underline{B}^U \sum_{k=1}^{\infty} (C_{Tk}^U r^k + D_{Tk}^U r^{-k}) \cos k\varphi , \quad (18)$$

în care : D_{N0}^U, C_{Nk}^U, D_{R0}^U, C_{R0}^U, C_{R2}^U, D_{R2}^U, C_{Rk}^U, D_{Rk}^U, D_{T0}^U, C_{T0}^U, C_{Tk}^N, D_{Tk}^U sînt constante de integrare.

Constantele de integrare ce apar pentru fiecare armonică se determină din condiţiile la limită :

$$r = a \Rightarrow \underline{A}_N^U = \underline{A}_R^U \quad \text{şi} \quad \frac{\partial \underline{A}_N^U}{\partial r} = \frac{\partial \underline{A}_R^U}{\partial r} ,$$

$$r = c \Rightarrow \underline{A}_R^U = \underline{A}_T^U \quad \text{şi} \quad \frac{\partial \underline{A}_R^U}{\partial r} = \frac{\partial \underline{A}_T^U}{\partial r} ,$$

$$r = h \Rightarrow \underline{A}_T = 0 . \quad (19)$$

Pentru fiecare armonică se obţine un sistem de 5 ecuaţii cu 5 necunoscute, rezultînd soluţiile prezentate în anexa 1.

În calculul cuplului activ intervine densitatea de curent de pe direcţia razei $\underline{J}_r$.

Densitatea de curent dată de polul de tensiune este :

$$\underline{J}_r^U = \frac{\sigma}{r} \frac{\partial \underline{A}^U}{\partial \varphi} , \quad (20)$$

rezultînd în cele trei regiuni expresiile :

$$\underline{J}_{Nr}^U = j\omega B^U \sigma \sum_{k=1}^{\infty} C_{Nk}^U r^{k-1} k \sin k\varphi , \quad (21)$$

$$\underline{J}_{Nr}^U = j\omega \underline{B}^U \sigma \left[G_2^U \frac{r}{4} \left(\ln \frac{r}{C_{R2}^U} - \frac{1}{4} \right) + D_{R2}^U r^{-3} \right] 2 \sin 2\varphi + j\omega \underline{B}^U \sigma \sum_{k \neq 2} k \sin k\varphi \left[C_{Rk}^U r^{k-1} + D_{Rk}^U r^{-k-1} - G_k^U \frac{r}{k^2 - 4} \right] , \quad (22)$$

$$\underline{J}_{Tr}^U = j\omega \underline{B}^U \sigma \sum_{k=1}^{\infty} k \sin k\varphi \, [C_{Tk}^U r^{k-1} + D_{Tk}^U r^{-k-1}] . \quad (23)$$

4. Calculul densităţii curenţilor induşi de polul de curent

Configuraţia geometrică pentru rezolvarea ecuaţiei (7) este prezentată în figura 3.

Dezvoltarea în serie Fourier a inducţiei dată de polul de curent este :

$$\underline{B}^I(\varphi) = \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} G^I \sin k\varphi , \quad (24)$$

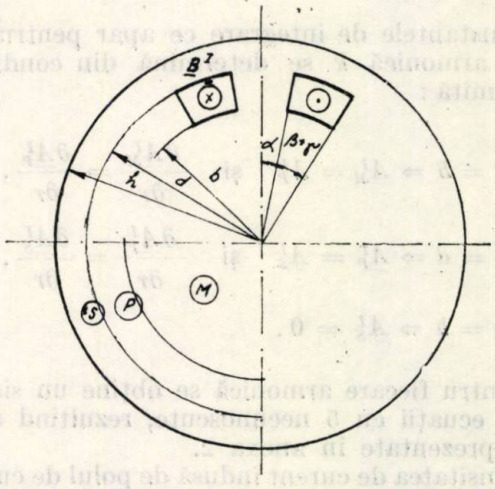


Fig. 3. Configuraţia geometrică pentru calculul densităţii curenţilor induşi de polul de curent.

în care :

$$G_k^I = \frac{2}{k\pi} [\cos k\alpha - \cos k(\alpha + \beta + \gamma)] .$$

Ecuaţiile îndeplinite de potenţialul vector în regiunile M, P şi S sînt :

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_M^I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \underline{A}_M^I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \underline{A}_M^I}{\partial \varphi^2} = 0 , \quad (25)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_P^I}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \underline{A}_P^I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \underline{A}_P^I}{\partial \varphi^2} = j\omega \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} G_k^I \sin k\varphi , \quad (26)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{A}_S^I}{\partial r^2} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial \underline{A}_S^I}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \underline{A}_S^I}{\partial \varphi^2} = 0 , \quad (27)$$

cu soluţiile în cele trei regiuni :

$$\underline{A}_M^I = j\omega \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} C_{Mk}^I r^k \sin k\varphi , \quad (28)$$

$$\underline{A}_P^I = j\omega \underline{B}^I \left[\frac{G_2^I}{4} r^2 \left(\ln \frac{r}{C_{P2}^I} - \frac{1}{4} \right) + D_{P2}^I r^{-2} \right] \sin 2\varphi + j\omega \underline{B}^I \sum_{k \neq 2} \left(C_{Pk}^I r^k + \right.$$

$$+ D^I_{Pk}\, r^{-k} - G^I_k \frac{r^2}{k^2-4}\Big) \sin k\varphi\,, \qquad (29)$$

$$\underline{A}^I_s = j\omega\, \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} (C^I_{Sk}\, r^k + D^I_{Sk}\, r^{-k}) \sin k\varphi\,. \qquad (30)$$

Constantele de integrare ce apar pentru fiecare armonică k se determină din condițiile la limită:

$$r = b \Rightarrow \underline{A}^I_M = \underline{A}^I_P \quad \text{și} \quad \frac{\partial \underline{A}^I_M}{\partial r} = \frac{\partial \underline{A}^I_P}{\partial r}\,,$$

$$r = d \Rightarrow \underline{A}^I_P = \underline{A}^I_S \quad \text{și} \quad \frac{\partial \underline{A}^I_P}{\partial r} = \frac{\partial \underline{A}^I_S}{\partial r}\,,$$

$$r = h \Rightarrow \underline{A}^I_S = 0\,. \qquad (31)$$

Pentru fiecare armonică se obține un sistem de 5 ecuații cu 5 necunoscute, rezultînd soluțiile prezentate în anexa 2.

Densitatea de curent indusă de polul de curent în cele trei regiuni este:

$$\underline{J}^I_{Mr} = j\omega\sigma \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} C^I_{MK}\, r^{k-1}\, k \cos k\varphi\,, \qquad (32)$$

$$\underline{J}^I_{Pr} = j\omega\sigma \underline{B}^I \Big[\frac{G^I_2}{4}\Big(\ln\frac{r}{C^2_{P2}} - \frac{1}{4}\Big) + D^I_{P2}\, r^{-3}\Big] 2\cos 2\varphi + j\omega\sigma\, B^I \sum_{k\neq 2}\Big(C^I_{Pk}\, r^{k-1} + D^I_{Pk}\, r^{k-1} - G^I_k \frac{r}{k^2-4}\Big) k\cos k\varphi\,, \qquad (33)$$

$$\underline{J}^I_{Sr} = j\omega\sigma \underline{B}^I \sum_{k=1}^{\infty} (C^I_{Sk}\, r^{k-1} + D^I_{Sk}\, r^{-k-1})\, k\cos k\varphi\,. \qquad (34)$$

5. Calculul momentului cuplului activ

Cuplul este pulsatoriu deoarece densitățile de curent și inducțiile sînt funcții sinusoidale de timp. În mod practic, interesează cuplul mediu exercitat asupra discului.

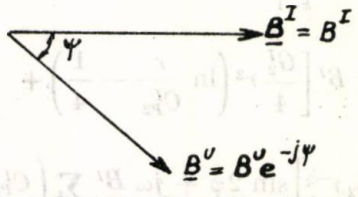


Fig. 4. Diagrama fazorială a inducțiilor.

Pentru determinarea momentului mediu al cuplului activ, considerăm ca origine de fază inducția B^I conform figurii 4, rezultînd:

$$\underline{B}^I = B^I \quad \text{și} \quad (\underline{B}^I)^* = B^I\,,$$
$$\underline{B}^U = B^U\, e^{-j\psi} \quad \text{și} \quad (\underline{B}^U)^* = B^U\, e^{j\psi}\,. \qquad (35)$$

Momentul mediu al cuplului dat de interacțiunea fluxului de curent cu curenții induși de polul de tensiune este:

$$\widetilde{M}^I_\varphi = -2\delta\, Re \int_b^C \int_\alpha^{\alpha+\beta+\gamma} r^2\, dr\, d\varphi\, B^I\, \underline{J}^U_{Rr} - 2\delta\, Re \int_C^d \int_\alpha^{\alpha+\beta+\gamma} r^2\, dr\, d\varphi\, B^I\, \underline{J}^U_{Tr}\,. \qquad (36)$$

Rezultă:

$$\widetilde{M}^I_\varphi = 2\delta\,\omega\sigma\, B^U\, B^I\, K^I \sin\psi\,, \qquad (37)$$

în care, K^I este o constantă geometrică, avînd expresia:

$$K^I = -\frac{G^U_2}{64}\Big[\cos 2\alpha - \cos 2(\alpha+\beta+\gamma)\Big]\Big[(c^4-b^4)\Big(\frac{c^4-a^4}{h^4} - 2\Big) + (a^4+b^4)\ln\frac{c^4}{b^4} + (c^4-a^4)\Big(\frac{d^4-c^4}{h^4} - \ln\frac{d^4}{c^4}\Big)\Big] - \sum_{k\neq 2}\Big[\cos k\alpha - \cos k(\alpha+\beta+\gamma)\Big]\Big[\frac{C^U_{Rk}(C^{k+2}-b^{k+2}) + C^U_{Tk}(d^{k+2}-c^{k+2}}{k+2} - \frac{L^U_{Rk}(c^{2-k}-b^{2-k}) + D^U_{Tk}(d^{2-k}-c^{2-k})}{k-2} - \frac{G^U_k}{4}\frac{c^4-b^4}{k^2-4}\Big]\,. \qquad (38)$$

Momentul mediu al cuplului dat de interacțiunea fluxului de tensiune cu curenții induși de polul de curent este:

$$\widetilde{M}^U_\varphi = 2\delta\, Re \int_b^a \int_0^{\alpha+\beta} r^2\, dr\, d\varphi (\underline{B}^U)^*\, \underline{J}^I_{Mr} + 2\delta\, Re \int_a^b \int_0^{\alpha+\beta} r^2\, dr\, d\varphi (\underline{B}^U)^*\, \underline{J}^{Pr}_I\,. \qquad (39)$$

Rezultă:

$$\widetilde{M}^U_\varphi = 2\delta\,\omega\sigma\, B^U\, B^I\, K^U \sin\psi\,, \qquad (40)$$

în care, K^U este o constantă geometrică avînd expresia :

$$K^U = -\frac{G_2^I}{64}\sin 2(\alpha+\beta)\left[(c^4-b^4)\left(\frac{d^4-b^4}{h^4}-2\right)+\right.$$
$$+c^4\ln\frac{c^4}{d^4}+b^4\ln\frac{c^4\,d^4}{b_8}+(b^4-a^4)\left(\frac{a^4-b^4}{h^4}+\right.$$
$$\left.\left.+\ln\frac{b^4}{d^4}\right)\right]-\sum_{k\neq 2}\sin k(\alpha+$$
$$+\beta)\left[\frac{C_{Mk}^I(b^{k+2}-a^{k+2})+C_{Pk}^I(c^{k+2}-b^{k+2})}{k+2}-\right.$$
$$\left.-\frac{D_{Pk}^I(c^{2-k}-b^{2-k})}{k-2}-\frac{G_k^I}{4}\,\frac{c^4-b^4}{k^2-4}\right]. \qquad (41)$$

Momentul mediu al cuplului activ total este :

$$M = 2\delta\,\omega\,\sigma\,B^U\,B^I\,k\sin\psi, \qquad (42)$$

în care :

$$K = K^I + K^U$$ și are expresia :

$$K = -\frac{1}{32\pi}\sin 2(\alpha+\beta)[\cos 2\alpha-\cos 2(\alpha+$$
$$+\beta+\gamma)]\left[\frac{(c^4-a^4)(d^4-b^4)}{h^4}-2(c^4-b^4)+\right.$$
$$+a^4\ln\frac{d^4}{b^4}+b^4\ln\frac{c^4}{b^4}-c^4\ln\frac{d^4}{c^4}\Big]-$$
$$-\sum_{k\neq 2}\frac{2}{k\pi}\sin k(\alpha+\beta)\,[\cos k\alpha-\cos k(\alpha+$$
$$+\beta+\gamma)]\cdot\left[\frac{A_{MK}^I(b^{k+2}-a^{k+2})+(K_{RK}^U+\right.$$
$$\left.+A_{PK}^I)(c^{k+2}-b^{k+2})+K_{TK}^U(d^{k+2}-c^{k+2})}{k+2}-\right.$$
$$\left.-\frac{Y_{RK}^U+B_{PK}^I)(c^{2-k}-b^{2-k})+Y_{TK}^U(d^{2-k}-c^{2-k})}{k-2}-\right.$$
$$\left.-\frac{1}{2}\,\frac{c^4-b^4}{k^2-4}\right]. \qquad (43)$$

în care :

$$A_{MK}^I = \frac{d^{2-k}-b^{2-k}}{2k(k-2)}+\frac{d^{k+2}-b^{k+2}}{2k(k+2)h^{2k}}, \qquad (44)$$

$$A_{PK}^I = \frac{d^{2-k}}{2k(k-2)}+\frac{d^{k+2}-b^{k+2}}{2k(k+2)h^{2k}}, \qquad (45)$$

$$B_{PK}^I = \frac{b^{k+2}}{2k(k+2)}, \qquad (46)$$

$$K_{RK}^U = \frac{1}{2k(k^2-4)}\left[(k+2)c^{2-k}+\right.$$
$$\left.+(k-2)\frac{c^{k+2}-a^{k+2}}{h^{2k}}\right], \qquad (47)$$

$$K_{TK}^U = \frac{1}{2k(k+2)}\,\frac{c^{k+2}-a^{k+2}}{h^{2k}}, \qquad (48)$$

$$Y_{RK}^U = \frac{a^{k+2}}{2k(k+2)}, \qquad (49)$$

$$Y_{TK}^U = \frac{1}{2k(k+2)}(a^{k+2}-c^{k+2}). \qquad (50)$$

6. Rezultate experimentale

În cadrul Laboratorului de măsuri electrice din Institutul politehnic-București s-au efectuat măsurători pentru determinarea repartiției inducției în întrefierul electromagneților de curent și de tensiune de la contorul *CA43S*.

S-a folosit, în acest scop, un Gaussmetru cu sondă Hall „Siemens", asociat cu un multimetru digital „PHILIPS" PM 2421.

Repartițiile inducțiilor B^U și B^I sînt redate în figurile 5 și 6.

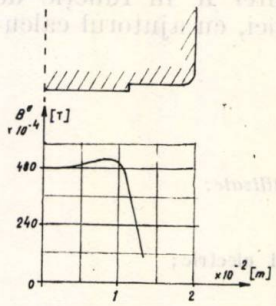


Fig. 5. Repartiția inducției B^U din întrefierul electromagnetului de tensiune. ($I = 0$).

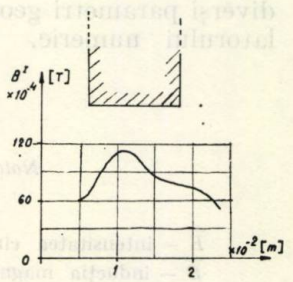


Fig. 6. Repartiția inducției B^I din întrefierul electromagnetului de curent. ($U = 0$).

În calculul momentului cuplului activ s-au considerat :

$$B^U = 510\cdot 10^{-4}\,\mathrm{T}; \quad B^I = 110\cdot 10^{-4}\,\mathrm{T};$$
$$\alpha = \beta = \gamma = 10°; \quad \delta = 1{,}2\cdot 10^{-3}\,\mathrm{m};$$
$$\sigma = 34\cdot 10^6\,\frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}}; \quad \psi = 90°; \quad a = 2{,}6\cdot 10^{-2}\,\mathrm{m};$$
$$b = 3{,}2\cdot 10^{-2}\,\mathrm{m}; \quad c = 4{,}1\cdot 10^{-2}\,\mathrm{m};$$
$$d = 4{,}35\cdot 10^{-2}\,\mathrm{m}; \quad h = 4{,}75\cdot 10^{-2}\,\mathrm{m}.$$

Reținînd un număr de $n = 11$ termeni în calculul constantei geometrice K, după relația (43), a rezultat :

$$K = 2{,}23\cdot 10^{-8}.$$

Deci :

$$M_{\text{calculat}} = 2\delta\omega\sigma K B^U B^I \sin\psi = 3{,}27 \cdot 10^{-4}\ \text{Nm}.$$

Măsurarea experimentală a momentului cuplului activ s-a efectuat cu un dinamometru *CORREX* obţinîndu-se :

$$M_{\text{măsurat}} = 3{,}13 \cdot 10^{-4}\ \text{Nm}.$$

Se observă o bună corelare a rezultatelor experimentale cu cele calculate pe baza relaţiilor (42, 43), determinate pentru configuraţia geometrică a contorului trifazat de energie activă cu capacitate mare de măsurare *CA*43*S*.

7 Concluzii

Calculul momentului cuplului activ cu relaţia din [2], conduce la erori ce depăşesc 25%, faţă de valoarea determinată experimental, în timp ce relaţia prezentată în această lucrare conduce la o apropiere mult mai bună a rezultatelor experimentale cu cele calculate.

Relaţia obţinută este utilă calculului de proiectare al contoarelor de energie electrică activă cu capacitate mare de măsurare, autorii avînd în vedere în acest sens trasarea curbelor de dependenţă a constantei K în funcţie de diverşi parametri geometrici, cu ajutorul calculatorului numeric.

Notaţii utilizate:

$\overline{E}$ — intensitatea cîmpului electric;
$\overline{B}$ — inducţia magnetică;
$\overline{A}$ — potenţialul electric vector;
$\overline{J}$ — densitatea curenţilor turbionari în disc;
σ — conductibilitatea materialului discului;
$\underline{B^U}$ — inducţia magnetică dată de polul de tensiune (reprezentată în complex);
a,b,c,d,h — dimensiuni care descriu configuraţia geometrică adoptată;
α,β,γ — unghiuri care dau poziţia polilor;
$\underline{J_r^U}$ — densitatea curenţilor induşi după direcţia razei de polul de tensiune (reprezentată în complex);
$\underline{B^I}$ — inducţia magnetică dată de polul de curent reprezentată în complex);
$\underline{J_r^I}$ — densitatea curenţilor induşi după direcţia razei de polul de curent (reprezentată în complex);
$\tilde{M}_\varphi^I$ — cuplul mediu activ dat de fluxul de curent cu curenţii induşi de fluxul de tensiune;
δ — grosimea discului;
ψ — defazajul dintre fluxul de tensiune şi fluxul de curent.
K^U, K^I — constante geometrice;
$\tilde{M}_\varphi^U$ — cuplul mediu activ dat de fluxul de tensiune cu curenţii induşi de fluxul de curent.

Anexa 1

Constantele de integrare din expresiile potenţialelor vectoare $\underline{A}_N^U$, $\underline{A}_R^U$, $\underline{A}_T^U$:

$k = 0$:

$$D_{R0}^U = -\frac{G_0^U}{2}a^2, \tag{1}$$

$$D_T^{U0} = \frac{G_0^U}{2}(c^2 - a^2), \tag{2}$$

$$C_{T0}^U = h, \tag{3}$$

$$C_{R0}^U = C\exp\left[-\frac{c^2}{2a^2} - \left(\frac{c^2}{a^2} - 1\right)\ln\frac{h}{c}\right], \tag{4}$$

$$D_{N0}^U = G_0^U\frac{a^2}{4}\left[1 + \ln\frac{h^2}{a^2} - \frac{c^2}{a^2}\left(1 + \ln\frac{h^2}{c^2}\right)\right], \tag{5}$$

$k = 2$:

$$D_{R2}^U = G_2^U\frac{a^4}{16}, \tag{6}$$

$$D_{T2}^U = \frac{G_2^U}{16}(a^4 - c^4), \tag{7}$$

$$C_{T2}^U = \frac{G_2^U}{16}\frac{(c^4 - a^4)}{h^4}, \tag{8}$$

$$C_{R2}^U = c\exp\left[-\frac{(c^4 - a^4)}{4h^4}\right], \tag{9}$$

$$C_{N2}^U = \frac{G_2^U}{4}\left(\ln\frac{a}{c} + \frac{c^4 - a^4}{4h^4}\right), \tag{10}$$

$k \neq 2$:

$$D_{RK}^U = \frac{G_K^U}{2}\cdot\frac{a^{K+2}}{K(K+2)}, \tag{11}$$

$$D_{TK}^U = \frac{G_K}{2}\cdot\frac{1}{K(K+2)}(a^{K+2} - c^{K+2}), \tag{12}$$

$$C_{TK}^U = \frac{G_K^U}{2}\cdot\frac{1}{K(K+2)}\frac{(c^{K+2} - a^{K+2})}{h^{2K}}, \tag{13}$$

$$C_{RK}^U = \frac{G_K^U}{2}\cdot\frac{1}{K(K^2-4)}\left[(K+2)c^{2-K} + (k-2)\frac{(c^{K+2} - a^{K+2})}{h^{2K}}\right], \tag{14}$$

$$C^U_{NK} = \frac{G^U_K}{2} \cdot \frac{1}{K(K^2-4)} \left[(K+2)\,(c^{2-K} - a^{2-K}) + (K-2)\,\frac{c^{K+2} - a^{K+2}}{h^{2K}} \right], \quad (15)$$

Anexa 2

Constantele de integrare din expresiile potenţialelor vectoare $\underline{A}^I_M$, $\underline{A}^I_P$, $\underline{A}^I_S$:

$K = 2$:

$$C^I_{M2} = \frac{G^I_2}{4}\left(\ln\frac{b}{d} + \frac{d^4 - b^4}{4h^4}\right), \quad (1)$$

$$C^I_{P2} = d\exp\left(-\frac{d^4 - b^4}{4h^2}\right), \quad (2)$$

$$D^I_{P2} = \frac{G^I_2}{16} b^4, \quad (3)$$

$$C^I_{S2} = \frac{G^I_2}{16}\,\frac{(d^4 - b^4)}{h^4}, \quad (4)$$

$$D^I_{S2} = \frac{G^I_2}{16}(b^4 - d^4), \quad (5)$$

$k \neq 2$:

$$C^I_{MK} = \frac{G^I_K}{2K(K^2-4)}\left[(K-2)\frac{(d^{K+2} - b^{K+2})}{h^{2K}} + (K+2)\,(d^{2-K} - b^{2-K}) \right], \quad (6)$$

$$C^I_{PK} = \frac{G^I_K}{2K(K^2-4)}\left[(K+2)\,d^{2-K} + (K-2)\frac{(d^{K+2} - b^{K+2})}{h^{2K}} \right], \quad (7)$$

$$D^I_{PK} = \frac{G^I_K}{2K(K+2)} b^{K+2}, \quad (8)$$

$$C^I_{SK} = \frac{G^I_K}{2K(K+2)} \cdot \frac{(d^{K+2} - b^{K+2})}{h^{2K}}, \quad (9)$$

$$D^I_{SK} = \frac{G^I_K}{2K(K+2)}(b^{K+2} - d^{K+2}), \quad (10)$$

Bibliografie

[1] *Rogowski, W., Steinhaus, W.* Über die induzierte Strömung und das Drechmoment der Scheibe des Wechselstromzählers. În : A.f.E. nr. 1, 1913.

[2] *Goriunov, P.N., Pighin S. N., Sumilovski N.N.* Contoare electrice. Bucureşti, Ed. Energetică de Stat, 1954.

[3] *Cupşa, A.* Contribuţii la calculul momentului de rotaţie la dispozitivele de măsură inductive cu disc. În : S.C.E.E., Tome **XV**, nr. 2, 1970.

[4] *Golovanov, C.* Contribuţii la studiul influenţei armonicelor de tensiune şi de curent asupra funcţionării aparatelor electrice de măsurat. Teză de doctorat, Bucureşti 1975.

[5] *Zlatev, M. P., Panamsky, I. M.* Determination du moment de rotation des relais d'induction a disque. În : Mesures et controle industriel, nr. 306, 1962, p. p. 1375—1377.

[6] *Iliescu, C., Pantelimon, B., Cepişcă C.* Contor electric trifazat de energie activă cu capacitate mare de măsurare, dimensionare, soluţie constructivă. Sesiunea de comunicări ştiinţifice a cadrelor didactice din IPB, 1974.

[7] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A.* şi alţii. Bazele electrotehnicii, Editura didactică şi pedagogică, 1970.

[8] *Mocanu, C. I.* Bazele electrotehnicii. Curs litografiat, 1969.

Intrat în redacţie la 24.VI.1975

CZ 621.3.014.31:621.317.39

APARATE DE COMUTAŢIE
ARC ELECTRIC

Condiţii de stingere a arcului electric în camerele de stingere plate

CRISTIAN — TRAIAN BÂRCĂ* — Bucureşti

Aparatele de comutaţie bazate pe stingerea arcului electric în aer la presiune atmosferică sînt realizate într-o mare diversitate de soluţii fructificînd multiplele posibilităţi ale procedeului.

Caracteristica constructivă a oricărei variante pentru înaltă tensiune este camera de stingere, realizată din material izolant termo-

* Ing. *Bârcă C. T.* lucrează la I.C.P.E. — Bucureşti

rezistent, destinată răcirii coloanei arcului electric prin contact direct cu acesta.

Avînd în vedere solicitarea termică puternică din camera de stingere, precum și faptul că este cel mai complex subansamblu, gradul de uzură este hotărîtor pentru durata de viață a întregului aparat.

În general, aparatele din această categorie s-au impus datorită autonomiei în funcționare și duratei mari de viață.

Pentru asigurarea performanțelor sus-amintite este foarte important a se crea condiții de stingere rapidă a arcului electric de deconectare prin măsuri constructive îndelung verificate experimental. Condițiile necesare rezultă din analiza teoretică a fenomenelor de arc electric și, în special, din urmărirea mișcării acestuia în camera de stingere corelată cu reacția lui asupra rețelei.

Pentru studiul complexului de situații este necesară modelarea matematică a arcului electric, fapt deosebit de dificil datorită diverșilor factori care îl influențează. Cercetătorii au elaborat unele modele de arc [1—5], în funcție de observațiile și ipotezele specifice cazurilor analizate. Gradul de precizie al acestor modele este suficient numai pentru unul sau cel mult cîteva cazuri (soluție constructivă, condiții de circuit etc.). Un alt aspect remarcat este faptul că pentru aceeași clasă de aparate sînt acceptate, cu grad de precizie diferit, mai multe teorii dependente de soluția constructivă adoptată.

Imperfecțiunea tratării teoretice a fenomenelor este compensată de investigarea experimentală, care se dezvoltă tot mai mult, permițînd creșterea profunzimii analizelor. Un caz tipic în acest sens este și urmărirea evoluției arcului electric prin filmare rapidă [4], [6], putîndu-se elabora modele de arc care să permită optimizarea procesului de stingere și chiar proiectarea unor noi dispozitive.

1. Aspecte ale evoluției arcului electric în camera de stingere plată cu pereți izolanți

Experimentînd unele modele de cameră de stingere plată, pentru contactoare de medie tensiune, s-a utilizat un aparat de filmare rapidă (lupă de timp), cu scopul determinării vitezei de deplasare și de alungire a arcului [6].

Constatările au condus la concluzia că, în prima perioadă de timp, suflajul (magnetic în cazul studiat) trebuie să introducă coloana de arc electric, puțin întinsă, în fanta propriu-zisă unde este turtit și mult alungit. Această perioadă de preîntindere, diferă, în funcție de momentul deschiderii contactului, în raport cu oscilațiile curentului. Filmările au scos în evidență o așteptare destul de lungă a coloanei arcului înainte de intrarea în fantă.

Au fost observate și reamorsări sub nivelul intrării în fantă a arcului, cauzate de gazul ionizat în jurul coloanei.

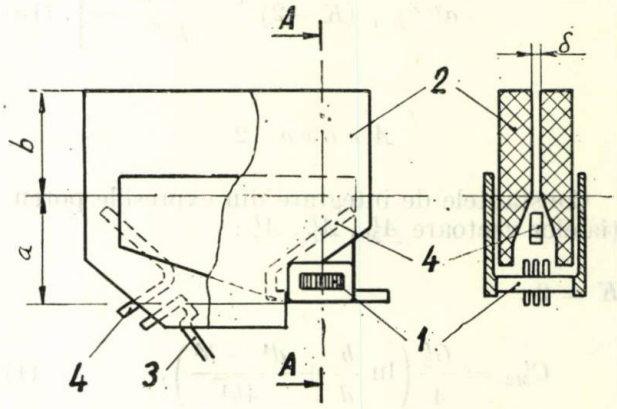


Fig. 1. Schița unei camere de stingere plată:

Urmînd imaginile filmate, în corelare cu oscilogramele efectuate, se constată, în cazul unui arc care durează cîteva semiperioade (remarcă valabilă și în cazul unei singure semiperioade), că timpul de staționare la intrarea în fantă durează, la fiecare semialternanță de curent, pînă imediat după maxim.

Avînd în vedere timpul scurt de desfășurare a evenimentelor, se poate explica această întîrziere de intrare în fantă a arcului după cum urmează: în timpul creșterii curentului către maximum (în cadrul semiperioadei) se creează o contrapresiune, ca urmare a dilatării bruște a aerului încălzit de însuși arcul electric (în special la amorsare). Unda de șoc este parțial reflectată de partea superioară a camerei, mult îngustată (intrarea în fantă), frînînd mișcarea arcului suflat de cîmpul magnetic datorat curentului de întrerupt (autosuflaj). Creșterea curentului determină simultan și creșterea forței ascensionale Lorenz, împingînd arcul ca un piston. Uneori arcul este refulat sau se reamorsează în partea inferioară a camerei, fapt care determină scăderea contrapresiunii și, astfel, micșorîndu-se durata noii curse de preîntindere.

Știind că temperatura coloanei are un maxim după cel al curentului, se poate presupune că dilatarea gazului continuă pînă cînd începe scăderea temperaturii, fapt care ar explica cele observate experimental. Cînd coloana începe să se reducă (în secțiune transversală), contrapresiunea scade datorită scăpărilor de gaz din fața arcului pe lîngă acesta.

Acest flux de aer între arc și perete îi conferă o formă aerodinamică coloanei și aceasta este accelerată spre fantă. Efectul stricțiunii coloanei între pereții izolanți este favorizat mult, astfel că accelerația crește.

Momentul intrării în fantă și începerea unei alungiri rapide a arcului este marcat (fig. 2) pe oscilogramele curentului și tensiunii: osci-

laţia curentului puternic limitat se abate de la sinusoidă, iar tensiunea la bornele arcului acuză o puternică creştere.

Dacă arcul nu se stinge la anularea curentului, are loc o reaprindere în zona preîntinderii,

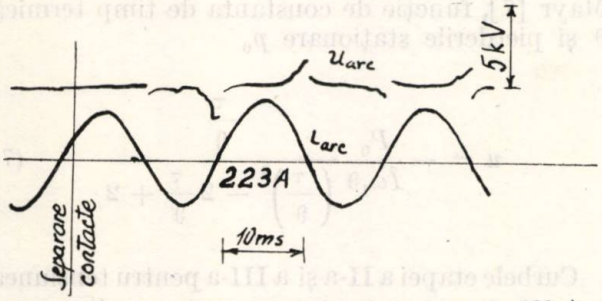


Fig. 2. Oscilograma deconectării unui curent de 223 A.

însă drumul coloanei este mai scurt acum şi, deci, condiţiile de stingere sînt mai bune.

Încercările efectuate pe camere de stingere tip SOLENARC şi DEION, au scos în evidenţă aceleaşi „simptome" ale modului de variaţie a curentului şi tensiunii.

Prin experimentări s-a constatat faptul că un timp lung de preîntindere reduce şansele ca arcul să atingă lungimea necesară stingerii în momentul anulării curentului. Evident, remediul peste întărirea suflajului dar aceasta trebuie raţionalizată şi limitată pentru a nu supradimensiona camera de stingere. Se impune de la început dimensionarea corectă a zonei de preîntindere şi cunoaşterea vitezei de alungire, în fantă, necesară pentru stingerea arcului.

2. Parametrii electrici ai modelului de arc şi interacţiunea arc — reţea

Considerarea arcului ca element de circuit neliniar este baza modelului propus.

Ipoteza are în vedere separarea analizei arcului în trei etape, din momentul apariţiei lui şi pînă la trecerea prin zero a curentului.

Etapa I: în zona de preîntindere, cînd arcul este scurt şi nu poate influenţa circuitul electric în mod hotărîtor.

Etapa a II-a: perioada de la intrarea în fantă pînă cînd căderea de tensiune pe arc atinge vîrful de stingere caracteristic.

Etapa a III-a: perioada pînă la trecerea curentului prin zero, cînd se urmăreşte variaţia rezistenţei coloanei de arc şi se consideră variaţia curentului liniară.

Corespunzător acestor ipoteze se adoptă, pentru tensiunea în arc „u" în etapa I şi II următoarele expresii:

$$I \quad u = 0, \tag{1}$$

$$II \quad u = U_0 e^{\nu t}, \tag{2}$$

unde: $U_0 = l_0 E$

l_0 este lungimea arcului la intrarea în fantă (egală cu lungimea acestei intrări în cele mai multe cazuri);

E — gradientul tensiunii în arc, considerat, practic, constant şi fiind funcţie de lăţimea fantei şi materialul pereţilor, în special;

U_0 — căderea de tensiune pe arc la intrarea în fantă considerată la $t = 0$ stabilită brusc deşi valoarea ei este atinsă lent printr-un proces lent nesemnificativ pentru studiul fenomenelor;

ν — o mărime constantă care caracterizează viteza de alungire a arcului în fantă.

Derivînd expresia (2) la $t = 0$ se obţine produsul $l_0\nu$, care este viteza iniţială a arcului la intrarea în fantă, deoarece, E = constant, ca urmare a inerţiei răspunsului coloanei la variaţia curentului [2].

Expresia (2) s-a verificat în mai multe cazuri experimentale. Oscilogramele au scos în evidenţă mici oscilaţii suprapuse peste curba descrisă de (2), datorate instabilităţii fenomenelor de arc. Un exemplu de comparare a tensiunii măsurate şi calculate este ilustrat în figura 3, pentru cameră de stingere din ceramică.

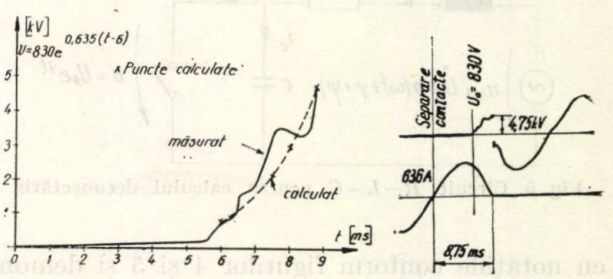


Fig. 3. Tensiunea în arc măsurată şi calculată cu expresia (2)-a şi oscilograma deconectării-b.

Curentul „i_a" este influenţat de prezenţa în circuit a arcului şi în etapa a II-a este limitat, reducîndu-se şi defazajul φ faţă de tensiunea electromotoare u_e. Astfel, într-un circuit $R-L$ serie rezultă:

$$i_a = \hat{I} \sin(\omega t + \psi) + I_0 e^{-\nu_1 t} - I_0 e^{\nu t}, \tag{3}$$

unde: $\hat{I} = \dfrac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + (\omega L^2)}}$,

$$u_e(t) = \hat{U} \sin(\omega t + \alpha),$$

$$\nu_1 = R/L,$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R + \nu L} \approx \frac{U_0}{\nu L}.$$

În figura 4 este ilustrat circuitul și parametrii, iar în anexa 1 se demonstrează relația (3).

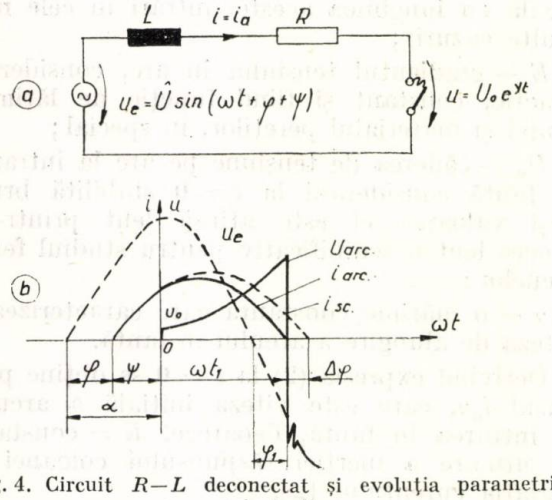


Fig. 4. Circuit $R-L$ deconectat și evoluția parametrilor principali.

Similar, rezultă, în cazul circuitului $R-L-C$, expresia :

$$i_a = \hat{I}\sin(\omega t+\psi)+I_0 e^{-\nu_1 t}-(I_0+C\nu U_0)e^{\nu t}, \qquad (4)$$

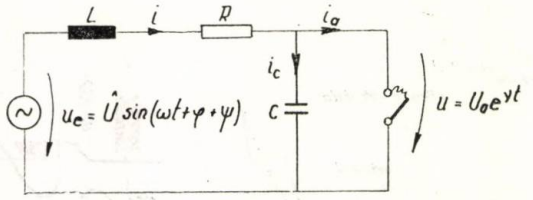


Fig. 5. Circuit $R-L-C$ pentru calculul deconectării.

cu notațiile conform figurilor 4 și 5 și demonstrația în anexa 2.

Rezultă o scurtare a perioadei pînă la trecerea prin zero a curentului din arc față de cazul variației sinusoidale (scurtarea unghiulară $\Delta\varphi$).

Prezența condensatorului amplifică efectul tensiunii din arc. Pentru exemplificare, rezultă, în cazul din figura 3, scurtarea timpului cu 1,1 ms, iar unghiul tensiune — curent cu 19,8°, observîndu-se deformarea puternică a curentului.

În etapa a III-a se urmărește variația rezistenței coloanei de arc, considerînd curentul liniar cu panta $\hat{I}\omega_1$ obținută din relațiile (3) și (4) prin derivare în momentul $t = t_1$, cînd $i_a = 0$:

$$\hat{I}\omega_1 = \hat{I}[\omega\cos(\omega t_1+\psi)-\nu\sin(\omega t_1+\psi)]- -I_0(\nu+\nu_1)e^{-\nu_1 t_1}. \qquad (5)$$

Schimbînd originea timpului în punctul $t = t_1$ și notînd timpul cu τ se obține, pentru etapa a III-a, expresia :

$$i_a = \hat{I}\omega\tau. \qquad (6)$$

Tensiunea în arc va fi, conform ipotezei lui Mayr [7], funcție de constanta de timp termică ϑ și pierderile staționare p_0

$$u = -\frac{P_0}{\hat{I}\omega_1\vartheta}\,\frac{\frac{\tau}{\vartheta}}{\left(\frac{\tau}{\vartheta}\right)^2-2\frac{\tau}{\vartheta}+2} \qquad (7)$$

Curbele etapei a II-a și a III-a pentru tensiunea în arc se racordează unic la timpul $\tau = -\sqrt{2}\vartheta = \tau_x$, dacă se consideră $\nu\tau_x \ll 1$ situație posibilă, și dacă se analizează mărimile fizice care intră în relații.

La trecerea prin zero a curentului rezultă rezistența arcului :

$$R_0 = \frac{P_0}{(\omega_1\hat{I}\vartheta)^2} = \frac{2(1+\sqrt{2})\,U_0 e^{\nu t_1}}{\hat{I}\omega_1\vartheta}. \qquad (8)$$

Expresia (8) reunește efectul camerei de stingere și al circuitului care conlucrează la întrerupere.

La circuitul $R-L-C$ se impune o condiție de instabilitate $CR_s \geqslant \vartheta$ unde R_s este rezistența statică a coloanei de arc în momentul de energie maximă, acumulată în condensator :

$$R_s = \frac{P_0}{2\hat{I}^2(\omega_1\vartheta)^2}. \qquad (9)$$

Deci, pentru stingere se impune condiția de instabilitate :

$$(\omega_1\vartheta)^2 \leqslant \frac{(1+\sqrt{2})\,U_0 e^{\nu t_1}}{\hat{I}\omega_1 L}. \qquad (10)$$

3. Condițiile stingerii arcului

Pentru $\tau \geqslant 0$, se consideră valabil modelul de arc a lui Mayr [7] și că tensiunile de restabilire în circuite se pot aproxima pentru scurt timp astfel :

— circuit $R-L$:

$$|u_r| = |U_r| = \hat{U}\sin\varphi_1; \qquad (11)$$

— circuit $R-L-C$:

$$u_r = U_r(1-\cos\omega_0\tau) = -\hat{U}\sin\varphi(1-\cos\omega_0\tau), \qquad (12)$$

unde : $\omega_0^2 = 1/LC$

Înlocuind în expresiile rezistenței coloanei post-arc deduse de Mayr [7] se pot obține condițiile de stingere următoare :

— circuit $R-L$:

$$(\sqrt{2}+2)\,U_0\,e^{\nu t_1} > \hat{U}\,\sin\varphi_1\,; \qquad (13)$$

— circuitul $R-L-C$:

$$(\sqrt{2}+2)U_0 e^{\,t_1}\sqrt{\frac{2}{3}+\frac{5}{6}\,\frac{1}{(\omega_0\vartheta)^2}} > \hat{U}\sin\varphi_1. \qquad (14)$$

Pentru circuitul $R-L-C$ se completează (14) cu relația (10).

4. Concluzii

Urmărind o uzură minimă a camerei de stingere se caută soluții care să asigure întreruperea într-o semiperioadă de curent sau în cel mult două, funcție de momentul deschiderii contactelor.

Constatarea experimentală, potrivit căreia hotărîtor pentru stingere este arcul din fantă, sugerează posibilitatea satisfacerii dezideratului anterior expus.

Pentru creșterea șansei de stingere este nevoie să se reducă timpul de preîntindere foarte mult, iar suflajul să asigure viteze de lungire mari. Astfel, proiectantul poate utiliza în proiect relațiile deduse, cunoscînd parametrii de circuit și impunînd valori pentru : $U\sin\varphi_1$; l_0E ; t_1. Din relațiile (13) sau (10) și (14) se obține ν, care stabilește și condiții pentru suflajul magnetic sau cu aer.

Viteza inițială $v_0 = \nu l_0$ se verifică pe baza condițiilor energetice referitoare la modul de cedare a căldurii spre perete și la limita temperaturii admise pentru materialul pereților [2] și [8]. Forma camerei și a diafragmelor, trebuie să asigure, prin deplasarea arcului, alungirea lui corespunzătoare relației (2) și valorii lui v_0 deduse.

Anexa 1

Deducerea relației (3) conform figurii 4 :

$$u_e = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + u,$$

unde : $u_e = \hat{U}\sin(\omega t+\alpha)$; $i = \hat{I}\sin\omega t$;

$$u = U_0 e^{\nu t}.$$

Înlocuind și aplicînd transformata Laplace se obține :

$$Li_a = \frac{\hat{I}\sin\psi}{p+\nu_1} + \frac{\hat{U}}{L}\,\frac{\omega\cos\alpha}{(p+\nu_1)p^2+\omega^2)} +$$

$$+\frac{\hat{U}}{L}\,\frac{p\sin\alpha}{L(p+\nu_1)(p^2+\omega^2)} - \frac{\hat{U_0}}{L}\,\frac{1}{(p+\nu_1)(p-\nu)}.$$

Corespunzător, în original, după grupări și simplificări se obține relația (3).

Anexa 2

Deducerea relației (4) conform figurilor 4 și 5. Sistemul de ecuații ale circuitului din figura 5 este :

$$u_e = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + u,$$

$$i_c = C\,\mathrm{d}u/\mathrm{d}t,$$

$$i_a = i - i_c.$$

Se observă că pînă la $t = 0$ (fig. 4) expresia curentului este conformă relației (3). Utilizînd formula (2) se determină :

$$i_c = C\nu\,U_0 e^{\nu t}.$$

Prin aceasta i_a se obține simplu, înlocuind în relația de mai sus rezultă expresia (4).

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Din tehnica întreruperii curenților intenși. În : Electrotehnica, **16**, nr. 9, 1968, p. 325—333.

[2] *Kukekov, G. A.* Vîkliuceateli peremennogo toka vîsokogo napriajenia, Leningrad, ed. Energhia, 1972.

[3] *Walczuk, E.* Über die Lichtbogenenergie im Kontaktspalt bei Ausschalten von Wechseltrom. În : Arch. für Elektr., **54** nr. 1, 1970, p. 43—56.

[4] *Frind, G. și Hunziker, R.* A fundamental investigation of the interruption process in air — magnetic circuit — breaker. În : Trans IEEE — PAS, **90**, nr. 1, 1971, p. 360—368

[5] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.

[6] *Bîrcă, C. T.* Arcul electric la deconectare în camera de stingere plată și investigarea lui cu lupa de timp. În : Lucrările ICPE, nr. 21, 1969, p. 85—94.

[7] *Mayr, O.* Beiträge zur Theorie des statischen und dynamyschen Lichtbogens. În : Arch. für Elektr., **37**, nr. 12, 1943, p. 588—608.

[8] *Țlaf, A. L.* Dugostoikosti materiala dugogasitelinîh kamer elektriceskih apparatov. În : Elektricestvo, nr. 8, 1972, p. 39—44.

TEZE DE DOCTORAT

STANCIU I. VALERIUS-MIHAIL

Comportarea generatoarelor sincrone de scurtcircuit echipate cu diferite sisteme de excitaţie

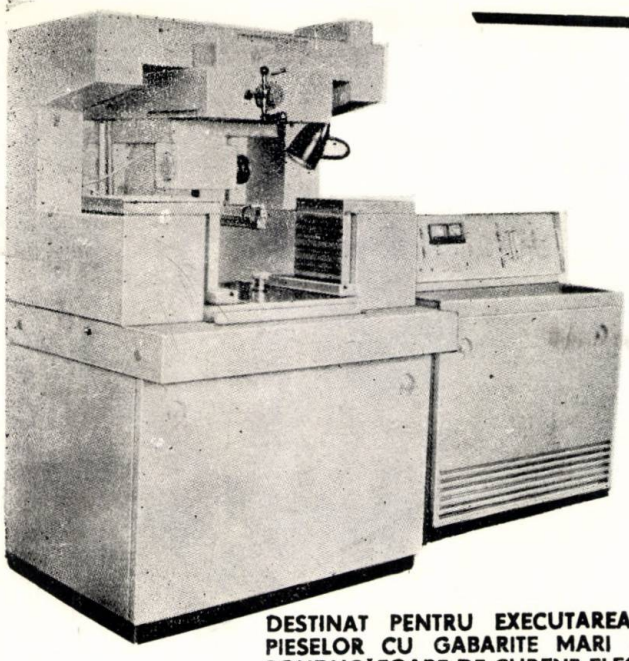
Conducător ştiinţific — Prof. dr. ing. Constantin Apetrei

În luna mai a acestui an a avut loc la Institutul politehnic din Bucureşti, Facultatea de electrotehnică, susţinerea acestei lucrări de doctorat, prin care se aduce în atenţie una din direcţiile importante ale creaţiei electrotehnice actuale : aceea a standurilor şi regimurilor de încercări pentru aparatajul de întrerupere de înaltă tensiune, pentru care generatorul sincron constituie unul din mijloacele de bază în realizarea uno parametri ai încercării. Intrată în preocuparea unor mari laboratoare de profil, subiect pentru lucrări şi pentru activitatea unor recunoscute organisme internaţionale (CEI, CIGRÉ), tema aleasă de ing. Stanciu I. Valerius-Mihail permite dezvoltări interesante, teoretice şi experimentale, constituind tot atîtea contribuţii reale la dezvoltarea domeniului. Cu atît mai mult, cu cît ţara noastră este unul dintre marii producători de aparataj de comutaţie de înaltă tensiune şi dispune de standuri puternice de încercări (la IEPC şi ICPE), la realizarea cărora autorul tezei de doctorat şi-a adus o valoroasă contribuţie.

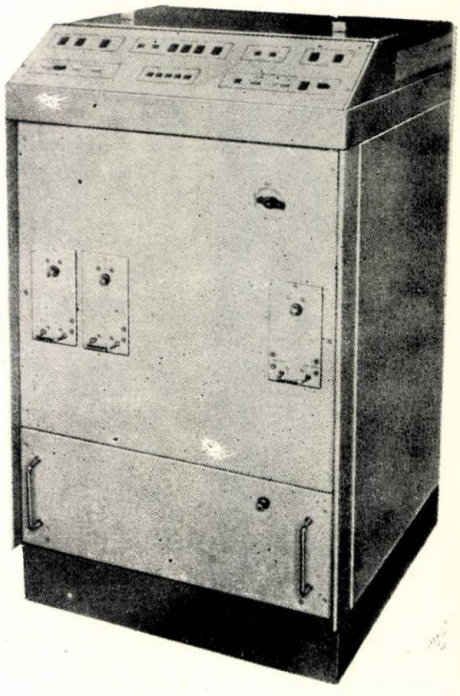
În cuprinsul celor 153 pagini ale lucrării sînt nouă capitole principale şi două pentru bibliografie şi anexe. Ele tratează, pe rînd,despre: domeniul ştiinţific în care este plasată teza, dîndu-se evoluţia şi tendinţele de bază ; sursele de încercare în condiţii de scurtcircuit şi problemele specifice pe care le pune un generator de şoc ; o analiză competentă a schemelor utilizate în peste 50 de laboratoare de încercări construite în ultimele decenii în lume (directe, sintetice, reţea) ; elementele ce justifică o opţiune privind generatorul de şoc şi analiza ecuaţiilor maşinii din care autorul scoate o concluzie practică deosebit de interesantă, atunci cînd se doreşte obţinerea unor curenţi mari ; regimurile tranzitorii ale generatorului de şoc, în legătură cu care autorul sesizează rolul esenţial pe care îl au curenţii de armătura rotorului asupra procesului tranzitoriu, deducînd şi scheme din care să rezulte condiţiile ce pot influenţa atenuarea curenţilor de scurtcircuit ; recomandări privind condiţiile de atingere a curenţilor de scurtcircuit, condiţiile de generalizare a acestor rezultate, verificate cu care este timbrată o maşină, ceea ce îl obligă pe autor să propună o serie de definiţii, să stabilească posibilităţi de compensare a maşinilor cu poli aparenţi sau înecaţi din punct de vedere al puterii de deschidere şi închidere, arătînd corelaţia ce se poate stabili între elementele constructive şi performanţele scontate, (rezultatele comunicate de doctorand au o mare importanţă practică nu numai pentru cel ce îşi propune să realizeze un stand sau să îl exploateze, dar şi pentru un constructor de maşină şi dovedesc deplina înţelegere a doctorandului asupra fenomenului fizic din maşină şi abilitatea sa de fin experimentator) ; posibilităţile de realizare a sistemelor de excitaţie, ceea ce îl conduce pe doctorand la alegerea soluţiei ce permite obţinerea unor regimuri dinamice excelente (în special : plafon înalt de tensiune şi viteză mare de răspuns) ; echipamentul de excitaţie şi rezultatele experimentale obţinute cu echipamentul montat pe generatorul laboratorului de scurtcircuit de la ICPE etc.

Prin contribuţiile ei teoretice şi experimental-constructive numeroase şi originale, această lucrare de doctorat atestă nu numai pregătirea profesională a doctorandului şi activitatea sa îndelungată în domeniu, dar şi actualitatea şi eficienţa practică a unei tematici noi, bine orientate, în funcţie de nevoile tehnice-economice proprii.

Dr. ing. *Florin Teodor Tănăsescu*
Director I.C.P.E. — Bucureşti



APARAT DE PRECIZIE PRIN SCINTILAȚIE ELECTRICĂ A-207.61 CU PUPITRU DE COMANDĂ-PROGRAM tip A 745.17



DESTINAT PENTRU EXECUTAREA PRIN SCINTILAȚIE A PIESELOR CU GABARITE MARI DIN MATERIALE BUNE CONDUCĂTOARE DE CURENT ELECTRIC, CU CONDUCTOR DE REÎMPROSPĂTARE

Proprietăți distinctive :

— creșterea triplă a intensității de formare la o finețe de prelucrare de clasa 5—6 ;
— utilizarea apei industriale ca mediu între electrozi, în locul petrolului ;
— posibilitatea executării contururilor de gabarite mari (250×250 mm) la piese cu grosimea de 1—120 mm ;
— facilitarea unei curățiri chimice și rectificări foarte ușoare a pieselor, asigurînd, practic, executarea unor piese de 100% bune, întrucît pe suprafața prelucrată cu metoda scintilației electrice se formează oxizi care se înlătură ușor.

Caracteristici tehnice principale :

— productivitatea maximă a prelucrării prin așchiere a pieselor cu grosimea de 30—40 mm, cu electrod de cupru-conductor cu diametrul de 0,3 mm este de (mm²/min) :

pentru cupru	70
pentru oțel	30
pentru aliaje dure	20

— dimensiunile maxime ale pieselor de prelucrat (mm) :

lungimea	430
lățimea	270
înălțimea	120

Caracteristicile tehnice principale ale pupitrului de comandă — program :

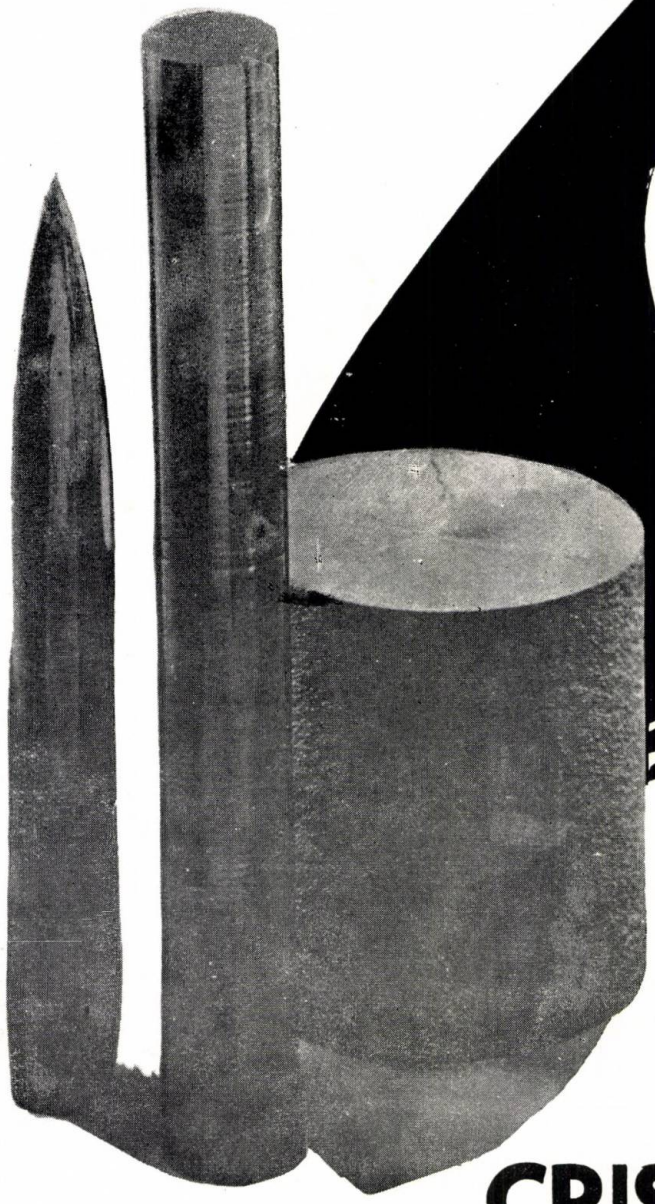
— tipul schemei — pozițională, în două coordonate reversibile, cu branșament succesiv al coordonatelor ;
— suportul programului — bandă de hîrtie standardizată perforată pe opt piste ;
— deplasarea minimă dictată de program — 0,01 mm ;
— deplasarea maximă dictată într-un cadru — 0,99 mm ;
— sistemul de citire — absolut.

Originalitatea soluțiilor constructive, compacticitatea și universalitatea fac de neînlocuit aparatul de scintilație electrică A-207.61 pentru prelucrarea în sistemul rectangular de coordonate a suprafețelor interioare și exterioare ale materialelor bune conducătoare de electricitate.

Exportator — **V/O TECHMASHEXPORT**
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568

TECHMASHEXPORT

PUBLICOM



Si

Mărirea fără creuzet a monocristalelor de siliciu în vid şi în mediu gazos cu ajutorul instalaţiei de inducţie de înaltă frecvenţă:

CRISTAL –106

CRISTAL 106 — funcţionează în locuri cu atmosferă lipsită de vapori de acizi alcaline şi de prafuri electroconductoare, la o temperatură a aerului de + 10°C la + 40°C.

CRISTAL 106 — permite realizarea unei topiri cu inductor avind :

- diametrul interior SUPERIOR diametrului lingoului (cursa activă se realizează prin deplasarea laterală a inductorului de fuziune, cursa inversă — fără deplasare laterală) ;
- diametrul interior INFERIOR celui al lingoului (cursa activă se execută prin deplasarea laterală a inductorului de fuziune, cursa inversă realizîndu-se prin deplasarea inductorului de fuziune în exteriorul lingoului).

CRISTAL 106 — se compune dintr-un cuptor, un generator de redresare şi un dispozitiv de programare şi mentenanţă automată a diametrului lingoului obţinut.

CRISTAL 106 — productivitate medie 120 g/oră ;
diametrul lingoului elaborat 50 mm ;
lungimea lingoului elaborat 550 mm.

Exportator — **V/O TECHMASHEXPORT**
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568

PUBLICOM

V/O TECHMASHEXPORT

Electromotoare
Transformatoare
Aparate de pornire
Izolatoare
Tehnica telecomunicaţiilor
Aparate de radio şi televiziune
Aparate electroacustice
Tehnică medicală
Corpuri de iluminat

Electroimpex

Societate cu răspundere limitată
Str. G. Washington 17
Sofia, Bulgaria,
Telefon: 884991;
Telex: 022575

FRANŢA:
SOFBIM
Av. de l'Opera 30
Paris 2°
Telefon: 742 35 33
Telex: 23 942
F. Sofbim

ITALIA:
FAR S.P.A.
Via Vitruvio 43
20124—Milano
Telefon:
02/20 61 36 —
20 66 34
Telex: 33 504

REPUBLICA FEDERALĂ GERMANIA:
ELPROM — Societate comercială cu răspundere limitată
Kurt—Schumacher-Anlage 9
3587 Borken/
Bez. Kassel
Telefon: (05682)
2055 Telex:
0994 711

PUBLICOM

THE ENTREPRISE
FOR MAINTAINING AND REPAIRING
COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES :

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, BACĂU, BAIA-MARE, BISTRIȚA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CĂLĂRAȘI, CARANSEBEȘ, CÎMPINA, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DROBETA TURNU SEVERIN, DEJ, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUNEDOARA, HUEDIN, IAȘI, LUGOJ, MEDIAȘ, MIERCUREA CIUC, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, VAȘLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTERNATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- ANALYSIS AND PROGRAMMING FOR THE BILLING AND ACCOUNTING MACHINES.
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES REQUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIPMENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES — R-72326 — BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd. 6
Telex : SERVICE IIRUC 11716 R 90 TELEPHON 792070

OLTENIA AREA — CRAIOVA 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA — TIMIȘOARA
Piața 700 961/34626

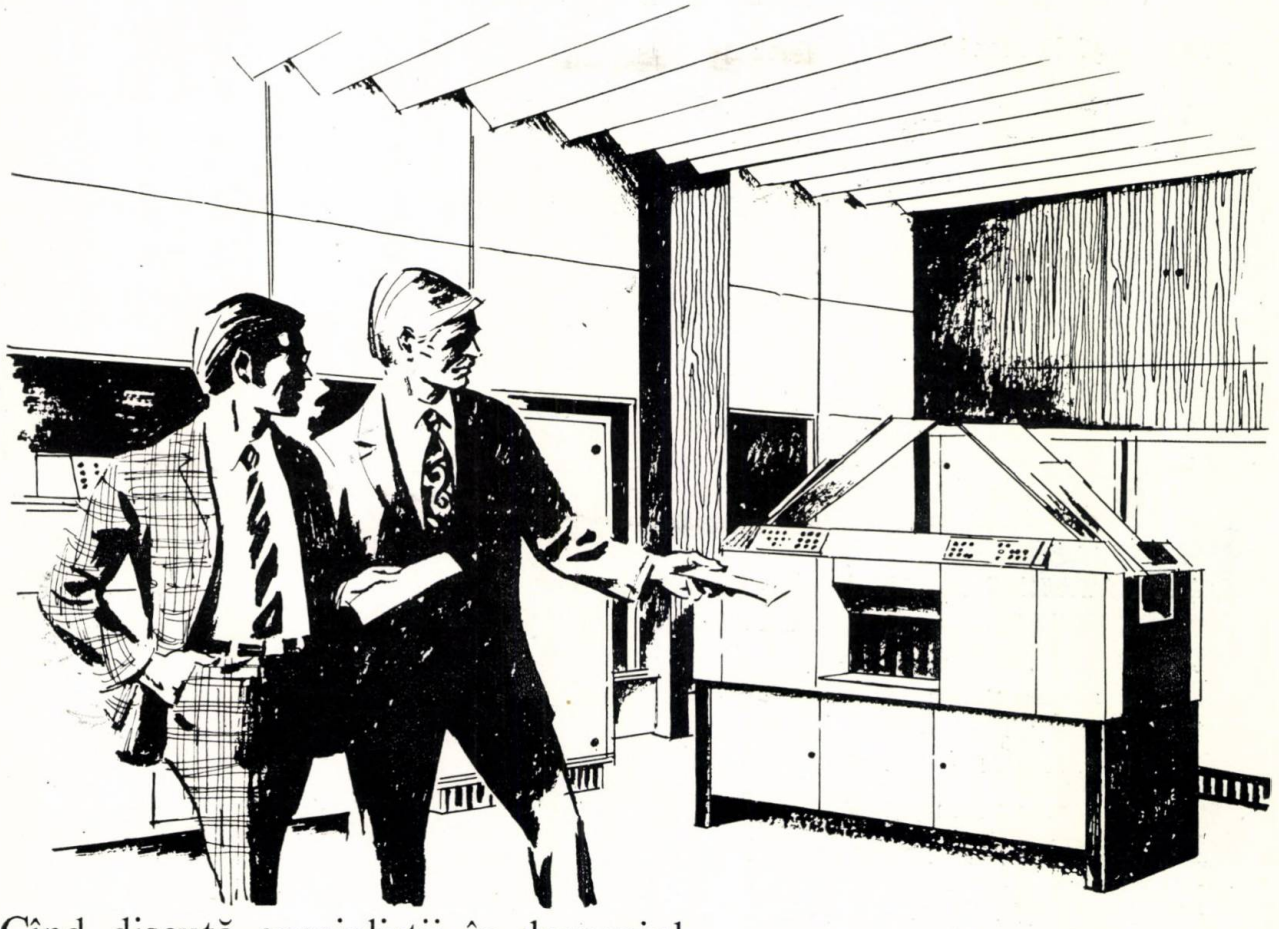
NORTH TRANSILVANIA AREA — CLUJ-NAPOCA
Horea Str. 8 **951/30922—31944**

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV
Traian Str. 34 921/30937 : 30986

MOLDAVIA AREA — IAȘI
Str. Republicii, nr 32 Bl Z 4 980/30302—32844

ILKA

Tehnica condiționării aerului și tehnica frigorifică așa cum trebuie să fie...



Cînd discută specialiștii în domeniul computerelor

atunci cu siguranță se rostesc și cuvinte de prețuire pentru funcționalitatea **instalațiilor** noastre **moderne de condiționare a aerului — ILKA.** Și aceasta din motive întemeiate, deoarece instalațiile noastre de condiționare a cerului ILKA crează premisele pentru funcționarea ireproșabilă a computerelor, adică umiditatea relativă necesară a aerului, temperatura indicată și puritatea aerului cerute în centrele de calcul. Prin livrarea noii serii constructive de aparate de condiționare a aerului cu funcționare sigură KGS 1...4 cu un volum de transport al aerului între 600... 25 000 m^3/h și cu o capacitate de răcire între 2 000 și 70 000 kcal/h în varianta cu răcire directă sau indirectă, vă livrăm aparatele de condiționare pe care le căutați

ILKA

Combinatul de stat pentru tehnica condiționării aerului și tehnica frigorifică

R. D. Germană 808 Dresda

Secția Comercială a Ambasadei R.D. Germane în R.S. România, Calea Dorobanților 14 — București

Exportator

TechnoCommerz

RDG — 108 Berlin **GmbH**

Johannes — Dieckmann — str. 11/13

Republica Democrată Germană

PUBLICOM

CENTRALA INDUSTRIALĂ DE APARATAJE ŞI MAŞINI ELECTRICE—CRAIOVA

Calea Bucureşti 144, telefon 20 21 1, telex 41228

produce şi livrează:

▲ APARATAJ ELECTRIC DE INALTĂ TENSIUNE LA ÎNTREPRINDEREA ELECTROPUTERE—CRAIOVA:

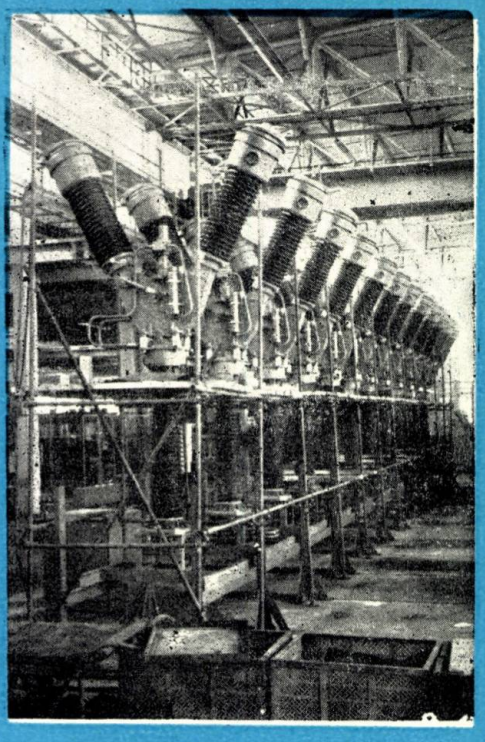
- întreruptoare de medie şi înaltă tensiune 7,2—420 kV ; 630—2 500 A ; 300—20 000 MVA

SEPARATOARE DE INTERIOR

10—35 kV ; 200—6 300 A
- separatoare de exterior
  10—400 kV ; 400—2 000 A
- bobine de reactanţă în beton
  6—10 kV ; 100—2 × 2 000 A ; 3—10%
- siguranţe fuzibile de înaltă tensiune
  6—35 kV ; 2,5—100 A
- transformatoare de măsură de curent
  1—420 kV ; 5—10 000 A
- transformatoare de măsură de tensiune
  1—400 kV

▲ APARATAJ DE COMANDĂ ŞI PORNIRE A MOTOARELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE :

- autotransformatoare de pornire :
  — cu siguranţă mărită
  630 kVA/0,38 ; 0,5 kV
  580, 1 000, 1 600, 2 500 kVA/6 kV
  — cu comandă de la distanţă
  580, 1 000, 1 600, 2 500 kVA/6 kV
- reostate de pornire :
  — în ulei, 100, 200, 350, 500 kW
  — reglaj cu lichid 500, 1 000 kW
- tablouri de comandă automată
  160—1 600 kW ; 6 kV, 100, 200 kW ; 0,38, 0,5 kV



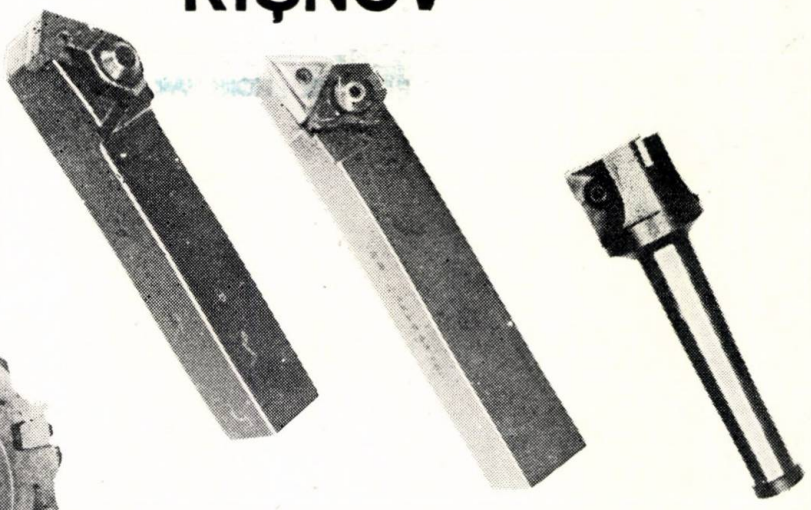
Intrerupătoare cu ulei puţin, ortojectoare, 110 kV, 1 600 A, 6 000MVA

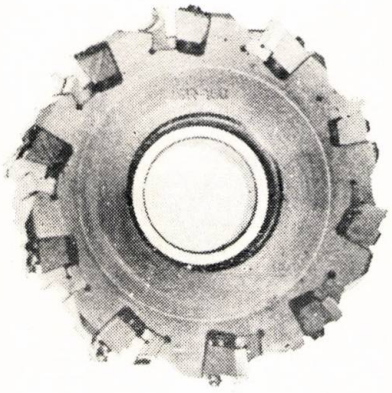
Transformatoare de curent pentru montaj interior, 0,5 kV

▲CELULE PREFABRICATE ŞI POSTURI DE TRANSFORMARE LA ÎNTREPRINDEREA DE CELULE PREFABRICATE-BĂILEŞTI:

- celule prefabricate închise de interior cu simplu şi dublu sistem de bare pentru staţii de 10-20 kV;630-2 500A;200-500 MVA
- celule prefabricate pentru posturi de transformare de 10 kV; 20 kV
- posturi de transformare de exterior de 10, 11 20/0,4 kV;250, 500, 630, 1600 kVA bare capsulate de 6-24 kV; 1 600-10 000A

ÎNTREPRINDEREA DE SCULE RÎȘNOV





vă oferă

în afară de sculele obișnuite pentru prelucrarea metalului :

● CUȚITE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE

— pentru strunguri universale
— pentru strunguri copiere
— pentru strunguri automate

● FREZE FRONTALE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE SCHIMBABILE

— freze cu coadă Ø 25 — 32 — 40 — 50	negative 90°
— freze cu alezaj Ø 63 — 80 — 100	negative 90°
— freze cu alezaj Ø 125 — 160	negative 75°
— freze cu alezaj Ø 200 — 250	negative 75°
— freze cu alezaj Ø 315 — 400 — 500	negative 75°
— freze cu coadă Ø 25 — 32 — 40 — 20	pozitive 90°
— freze cu alezaj Ø 63 — 80 — 100	pozitive 90°
— freze cu alezaj Ø 125 — 160	pozitive 75°
— freze cu alezaj Ø 200 × 250	pozitive 75°
— freze cu alezaj Ø 315 — 400 — 500	pozitive 75°

● BURGHIE CU PLĂCUȚE DIN CARBURI METALICE

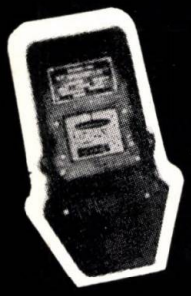
— pentru piatră și beton
— pentru metale

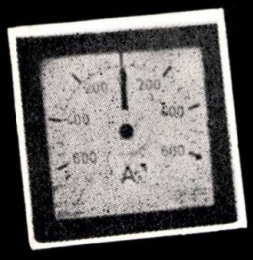
ÎNTREPRINDEREA DE SCULE RÎȘNOV execută diferite scule pentru prelucrarea metalului și după documentația clientului.

Alte relații se pot obține de la sediul întreprinderii

Str. Cimpului, Nr. 1 Telefon 921/22202
Or. Rîșnov, Cod, 2221 Telex 0122276

IAEM





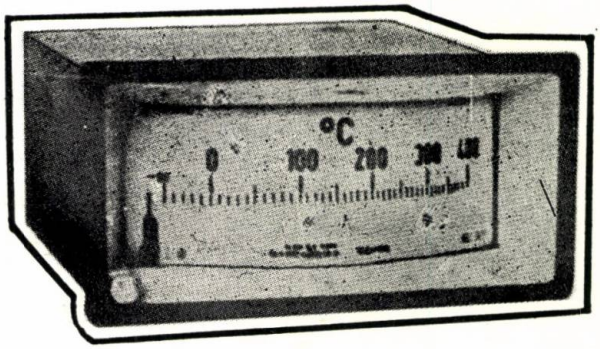
- CONTOARE ELECTRICE MONOFAZATE ȘI TRIFAZATE PENTRU MASURAREA ENERGIEI ELECTRICE ACTIVE ȘI REACTIVE
- BLOC DE MĂSURARE DIFERENȚIATĂ A ENERGIEI ELECTRICE
- APARATE ELECTROMAGNETICE SI MAGNETOELECTRICE DE TABLOU, CU AX CENTRAL ȘI DESCHIDEREA SCAREI DE 240°
- APARATE ELECTROMAGNETICE SI MAGNETOELECTRICE DE TABLOU, CU DESCHIDEREA SCAREI DE 90°
- APARATE MAGNETOELECTRICE FORMAT PROFIL
- APARATE INDICATOARE (FORMAT PROFIL) PENTRU MĂSURAREA MĂRIMILOR NEELECTRICE
- APARATE INDICATOARE CU SCARA DUBLA PENTRU REGULATOARE ELECTRONICE
- LOGOMETRE, MILIVOLTMETRE, MILIAMPERMETRE REGULATOARE

INTREPRINDEREA
DE APARATE ELECTRICE
DE MĂSURAT
TIMIȘOARA

Ohmmetre magnetoelectrice

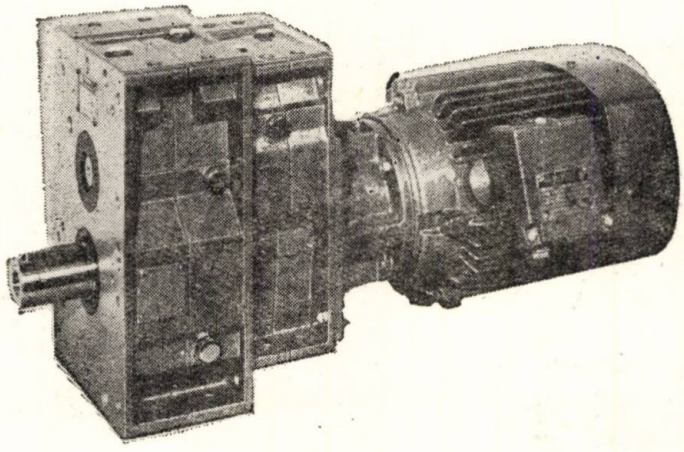
Șunturi interșarjabile și cabluri de legătură calibrate

Str. Venus nr. 2 **telefon: 36929**
telex: 43343 32012



IAEM

Aveţi nevoie să comandaţi o viteză mică de rotaţie?
Vă oferim cutiile de viteză ALBOX



Peste tot unde aveţi nevoie de o viteză mică de rotaţie puteţi să utilizaţi cu succes noua gamă de cutii de viteză în concepţie modulară ALBOX. Ea conţine 6 cutii cu un etaj în carcasă de aluminiu cu distanţa între axe de 63, 80, 100, 125, 160 şi 200 mm. Ele se pot ansambla în combinaţie pînă la 3 etaje.

Puterea, cu motor electric : de la 0,55 kW la 30 kW. Viteza de rotaţie : de la 5,5 rot/min la 595 rot/min.

Puterea, fără motor : de la 0,69 la 42 kW. Rapoarte : de la 2,5 la 125.

Constructor : PŘEROV MACHINERY

Exportator : Întreprinderea de comerţ exterior.

pragoinvest Ceskomoravska 23, 18056 Praga, Cehoslovacia.

PUBLICOM

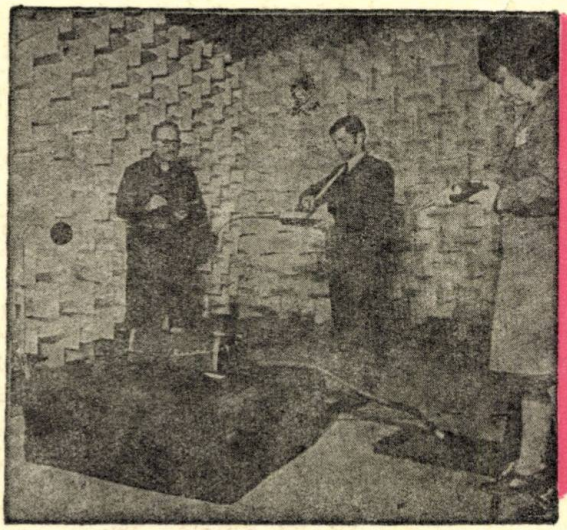
1977 JAN 27

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

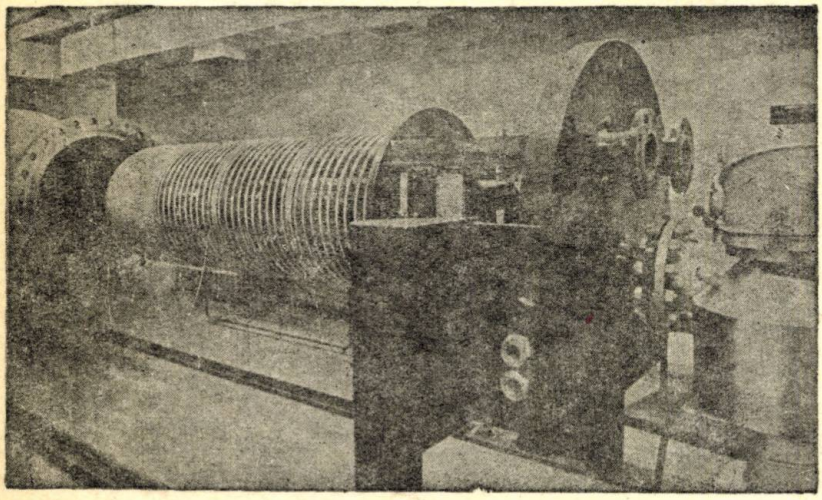
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

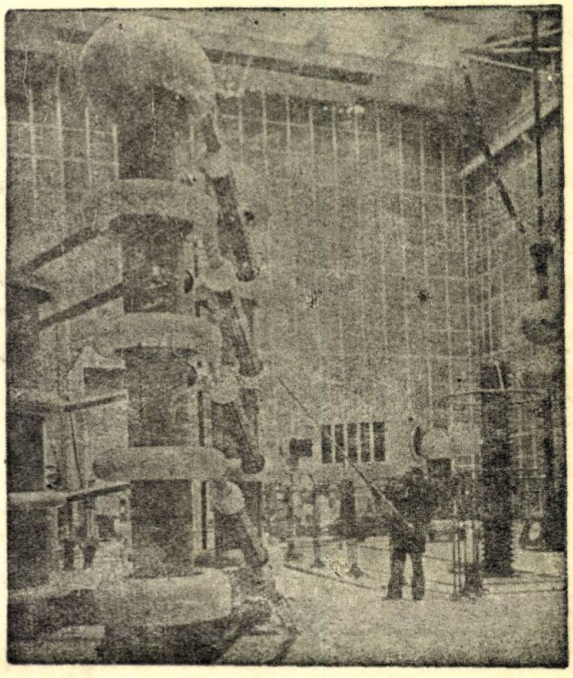
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?



La toate aceste intrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care in această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează in favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați





ICPE

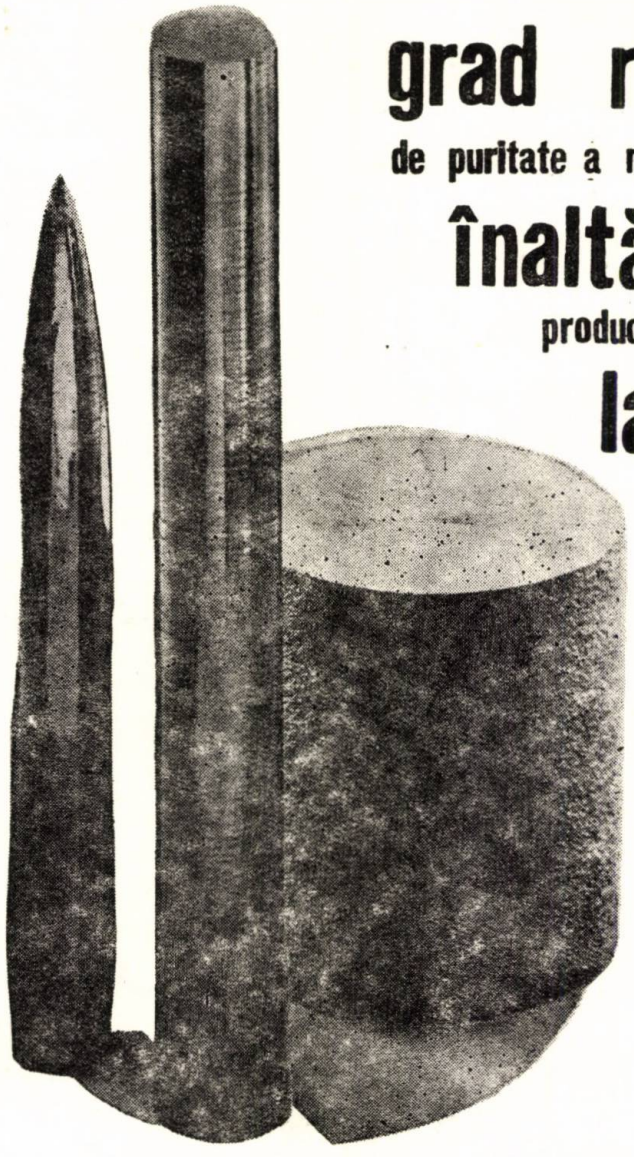
Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, – Bd. T. Vladimirescu 45-47 – Telefon 31.41.00.

E 2040

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA BUCUREŞTI • ANUL 24 • Nr. 8 • noiembrie 1976



grad ridicat

de puritate a materialelor semiconductoare

înaltă

productivitate

largă

automatizare

largă

utilizare

se pot obține NUMAI cu dispozitivul REDMET - 10 destinat pentru obținerea monocristalelor prin metoda extragerii din metalul topit.

Caracteristici tehnice :

Diametrul maxim al cristalelor formate : 75 mm ;
Mărimea șarjei :
de siliciu, pînă la 4,0 kg ;
de germaniu, pînă la 4,0 kg
Temperatura maximă la încălzitor 1 750° C

Vidul (în stare rece) 2.10^{-5} torri
Viteza de deplasare a amorsei :
activă 0,1 la 5,0 mm/min ;
accelerată 200 mm/min
Deplasarea axială a amorsei 100 mm.

Adresați comenzile dv. la :

V/O TECHMASHEXPORT
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568. Telefon 147 15 62

TECHMASHEXPORT

PUBLICOM

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTI 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 24 Nr. 8 noiembrie 1976

CUPRINS

CZ 621.3.027 : 621.3.013

TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
GAZE IZOLATOARE
CÎMPURI ELECTRICE

Tănăsescu, Fl. T. : **Tensiuni de străpungere ale bioxidului de carbon (CO_2) şi amestecurilor de bioxid de carbon şi freon ($CO_2 + CCl_2F_2$) sub presiune în cîmpuri electrice uniforme şi neuniforme.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 273

Articolul prezintă date privind valoarea tensiunilor de străpungere la distanţe mici de eclatare, funcţie de presiune, influenţa materialului electrozilor, polaritatea lor, omogenitatea sau neomogenitatea cîmpurilor create între electrozi, influenţa introducerii altor gaze (azot, freon etc.) în gazul de bază, precum şi o serie de rezultate experimentale obţinute pe CO_2 şi $CO_2 + CCl_2F_2$, verificate şi utilizate în cadrul unor echipamente realizate de I.C.P.E., care-şi pot găsi largi utilizări şi în construcţia altor echipamente.

CZ 621.319.53.014 : 621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS
REGIM APERIODIC
COEFICIENT DE SINTEZĂ

Arabadji, P. : **Sinteza generatorului de impuls de curent în regim aperiodic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 281

Se prezintă metodologia de proiectare şi realizare a unui generator de impuls funcţionînd în regim aperiodic.

CZ 621.313.335 : 621.318.13

REGIM DEFORMANT
PROCES STOCHASTIC
FILTRE OPTIMALE
SIMULARE CIFRICĂ

Voicu, M. : **Compensarea optimală a regimului deformant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 287

Lucrarea adoptă un punct de vedere probabilistic pentru studiul regimului deformant în vederea adaptării lui la sisteme permanent variabile şi aplicării rezultatelor la stabilirea unei metode de determinare a filtrelor necesare compensării regimului deformant.

CZ 621.318.3 : 621.317.72

ELECTROMAGNEŢI
FORŢA DE ATRACŢIE
SPIRĂ – ECRAN

Popescu, M. : **Calculul forţei la electromagneţi de curent alternativ în zona întrefierurilor mici.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 294

Lucrarea stabileşte valorile defazajului α şi ale forţelor (dezvoltate de un electromagnet de c.a. monofazat), în funcţie de mărimea întrefierului şi în ipoteza menţinerii constante a fluxului total.

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE LINIARE
METODĂ DE DIMENSIONARE
CALCUL

Peşteanu, Ov. : **Calculul motoarelor asincrone liniare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 298

În lucrare se stabileşte o metodică de dimensionare a motorului asincron liniar cu stator plan scurt cu număr par de poli şi poli marginali complet bobinaţi.

CZ 621.3.032.43 : 621.3.042

DISPOZITIV CU REPULSIE
ELECTRODINAMICĂ
CIRCUITE MAGNETICE

Pavelescu, D. şi *Gheţea, E.* : **Dispozitiv ultrarapid cu repulsie electrodinamică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 303

Se prezintă un dispozitiv ultrarapid ce intră în componenţa aparatelor de întrerupere cu performanţe ridicate. Aspectele teoretice sînt de natură calitativă; performanţele sînt ale unui model realizat.

CZ 616 – 073.7

NEUROSTIMULATOR ASTABIL LARG
REGLABIL, DUBLAREA CĂII ÎN C.C.

Negoescu, R. : **Neurostimulatoare de unde rectangulare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 309

Se propune o soluţie de mărire a versatilităţii în domeniul timp a circuitului astabil utilizat în neurostimulatoare, exemplificată printr-o realizare practică.

CZ 621.3.013 : 621.3.094

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONCENTRATOR DE CÎMP
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ
MĂSURAREA INDUCŢIEI MAGNETICE

Şerbănescu, M. : **Intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 315

Se demonstrează relaţii care permit o evaluare mai precisă a intensităţii cîmpului magnetic produs de concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică. Rezultatele sînt comparate cu măsurători experimentale.

INDEX ALFABETIC 322

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA* şi *AUTOMATICA*" (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (*O.I.D.–I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45–47, Bucureşti, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23–25, C. 1479. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. – ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" – departamentul export-import presă – Bucureşti – Calea Griviţei, nr. 64–66 P.O.B.–2001.–Telex. 011226

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.027 :621.3.013

ГАЗЫ ИЗОЛЯЦИОННЫЕ
ПОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБИВНЫЕ

Тэнэсеску, Фл. Т.: **Пробивные напряжения двуокиси углерода (CO_2) и смесей двуокиси углерода и фреона ($CO_2 + CC_2F_2$) под давлением в электрических однородных и неовнородных полях**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976 p. 273

Статья представляет данные относительно значений пробивных напряжений, влияния материала электродов, их полярности, однородности или неоднородности полей созданных между электродами, влияние включения других газов (азота, фреона и т.д.), а также ряд экспериментальных результатов полученных на основе CO_2 и $CO_2+CCl_2F_2$, проверенных и использованных в рамках отдельного оборудования, осуществленного ICPE, которое может быть широко использовано при строительстве другого оборудования.

УДК 621.319.53.014 :621.317.333.83

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ
КОЭФФИЦИЕНТ СИНТЕЗА
РЕЖИМ АПЕРИОДИЧЕСКИЙ

Арабаджи, П.: **Синтез генератора импульсов тока в апериодическом режиме.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 281

Излагается методология проектирования и осуществления генератора импульсов, действующего в апериодическом режиме.

УДК 621.313.335 : 621.318.73

ПРОЦЕСС СТОХАСТИЧЕСКИЙ
РЕЖИМ ДЕФОРМИРУЮЩИЙ
СИМУЛЯЦИЯ ЦИФРОВАЯ
ФИЛЬТРЫ ОПТИМАЛЬНЫЕ

Войку, М.: **Оптимальная компенсация деформирующего режима.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 287

В работе излагается вероятностная точка зрения для изучения деформирующего режима, в виду его применения в постоянного переменных системах и использует результаты при установлении метода определения фильтров, необходимых для компенсации деформирующего режима.

УДК 621.318.3 : 621.317.72

ВИТОК — ЭКРАН
СИЛА ПРИТЯЖЕНИЯ
ЭЛЕКТРОМАГНИТЫ

Попеску, М.: **Вычисление электромагнитной силы переменного тока в области небольших зазоров.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 294

Работа определяет значения сдвига по фазе и величины сил (развиваемых однофазным электромагнитом переменного тока), в зависимости от величины зазора и при гипотезе постоянного сохранения всего потока.

УДК 621.313.333

ВЫЧИСЛЕНИЕ
ДВИГАТЕЛИ АСИНХРОННЫЕ
ЛИНЕЙНЫЕ
МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ

Пештяну, Ов.: **Вычисление асинхронных линейных двигателей.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 298

В статье излагается методика определения размеров асинхронного линейного двигателя с плоским коротким статором с чётным числом полюсов и с полностью обмотанными краевыми полюсами.

УДК 621.3.032.43 : 621.3.042

УСТРОЙСТВО СЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
РЕПУЛЬСИЕЙ
ЦЕПИ МАГНИТНЫЕ

Павелеску, Д. и *Геця, Е.:* **Сверхбыстрое устройство с электромагнитной репульсией.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 303

В работе представлено сверхбыстрое устройство, входящее в состав выключающей аппаратуры с высокими характеристиками.
Теоретические аспекты имеют качественнй характер; характеристики принадлежат осуществленному образцу.

УДК 616 – 073.7

НЕВРОСТИМУЛЯТОР
ЦЕПЬ НЕСТАБИЛЬНАЯ ШИРОКО
РЕГУЛИРУЕМАЯ
УДВОЕНИЕ НИТИ В ПОСТОЯННОМ
ТОКЕ.

Негоеску, Р.: **Невростимуляторы прямугольной волны**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 309

Предлагается решение для расширения возможностей разнообразного использования нестабильной цепи, применяемой в невростимуляторах, причём дается практический пример

УДК 621.3.013. :621.3.094

ДЕФОРМАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ
КОНЦЕНТРАТОР ПОЛЯ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ

Шербэнеску, М.: **Интенсивность магнитного поля, созданнного концентратором поля с цилиндрической катушкой.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 315

Демонстрируются отношения, позволяющие более точно оценить интенсивность магнитного поля, производимого концентратором поля с цилиндрической катушкой. Результаты сопоставляются с экспериментальными измерениями.

Указатель авторов 322

INHALT

DK 621.3.027 : 621.3.013

DURCHSCHLAGSPANNUNG
ELEKTRISCHE FELDER
ISOLIERGASE

Tănăsescu, Fl. T.: **Durchschlagspannungen des Kohlendioxyds (CO_2)und der Kohlendioxyd-Freon-Gemische ($CO_2 + CCl_2F_2$) unter Druck in gleichmässigen und ungleichmässigen elektrischen Feldern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 273

Die Arbeit enthält Daten bezüglich des Durschschlagspannungswertes bei kleinen Funkenstrecken in Abhängiggkeit vom Druck, des Einflusses des Elektrodenmaterials, ihrer Polarität, der Homogenität oder Inhomogenität der zwischen den Elektroden erzeugten Felder, des Einflusses der Einführung anderer Gase (Stickstoff, Freon usw.) in das Hauptgas sowie eine Reihe von experimentellen Ergebnissen die an CO_2 und $CO_2 + CCl_2F_2$ erzielt wurden un an einigen im I.C.P.E. entwickelten Ausrüstungen. die auch in der Konstrucktion anderer Ausrüstungeneine breite Anwendung finden können, überprüft und angewandt wurden.

DK 621.319.53.014 : 621.317.333.83

IMPULSGENERATOR
SYNTHESEKOEFFIZIENT
UNSTETIGER BETRIEB

Arabadji, P.: **Die Synthese des Stromimpulsgenerators in unstetigem Betrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 281

Ee wird die Methodologie für die Projektierung und Realisierung eines Impulsgenerators. der in unstetigem Betrieb arbeitet, dargestellt.

DK 621.313.335 : 621.318.73

NUMERISCHE SIMULATION
OPTIMALE FILTER
STOCHASTISCHER PROZESS
VERFORMENDER BETRIEB

Voicu, M.: **Der optimale Ausgleich des verformenden Betriebs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 287

Die Arbeit befasst sich vom Standpunkt der Wahrscheinlichkeit aus mit dem Studium des verformenden Betriebs

hinsichtlich seiner Anpassung an dauernd veränderliche Systeme und verwendet die Ergebnisse zur Festlegung einer Methode für die Bestimmung der zum Ausgleich des verformenden Betriebs notwendigen Filter.

DK 621.318.3 : 621.317.72

ANZIEHUNGSKRAFT
ELEKTROMAGNETE
WINDUNG – SCHIRM

Popescu, M. : **Kraftberechung bei Wechselstrom-Elektromagneten im Bereich der kleinen Luftspalte.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov 1976, S. 294

Die Arbeit bestimmt die Werte der Phasenverschiebung α und die Werte der Kräfte (die von einem Einphasen-Wechselstrom – Elektromagneten entwickelt werden), in Abhängigkeit von der Grösse des Luftspaltes und in der Hypothese der Konstanthaltung des Gesamtflusses.

DK 621.312.333

BERECHNUNG
DIMENSIONIERUNGSMETHODE
LINEARE ASYNCHRONMOTOREN

Peşteanu, Ov. : **Die Berechnung der linearen Asynchronmotoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 298

In der Arbeit wird eine Dimensionierungsmethodik für den linearen Asynchronmotor mit ebenem kurzen Ständer mit gerader Polzahl und vollständig gespulten Randpolen angegeben.

DK 621.3.032.43 : 621.3.042

MAGNETKREIS
VORRICHTUNG MIT ELEKTRO-
DYNAMISCHER ABSTOSSUNG

Pavelescu, D. und *Gheţea, E.* : **Ultrarapide Vorrichtung mit elektromagnetischer Abstossung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 303

Die Arbeit beschreibt eine ultrarapide Vorrischtung, die ein Bestandteil der Schaltgeräte mit Bestleistungen ist. Die theoretischen Aspekte sind qualitativer Art : die Bestleistungen wurden von einem verwirklichten Model erzielt.

DK 616–073.7

NEUROSTIMULATION
REGELBARE ASTABILE SCHALTUNG
VERDOPPELUNG DES WEGES IM
GLEICHSTROM

Negoescu, R. : **Neurostimulatoren für Rechteckwellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 309

Es wird eine Lösung für die Erhöhung der Anwendbarkeit im Zeitbereich der in Neurostimulatoren angewandten astabilen Schaltung vorgeschlagen, wobei als Beispiel eine praktische Verwirklichung angegeben wird.

DK 621.3.013 : 621.3.094

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
ELEKTROMAGNETISCHE VERFORMUNG
FELDKONZENTRATOR
MESSUNG DER MAGNETISCHEN
INDUKTION

Şerbănescu, M. : **Die vom Feldkonzentrator mit zylindrischer Spule erzeugte Feldstärke.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, Nr. 8, Nov. 1976, S. 315

Es werden Beziehungen nachgewiesen, die eine genauer Bewertung der von dem Feldkonzentrator mit zylindrischer Spule erzeugten Feldstärke erlaubt. Die Ergebnisse werden mit den experimentellen Messungen verglichen.

VERRFASSERINDEX 322

SUMMARY

DC 621.3.027 : 621.3.013

BREAKDOWN VOLTAGE
INSULATING GASES
ELECTRICAL FIELD

Tănăsescu, Fl. T. : **Breakdown voltages of carbon dioxide (CO_2) and carbon dioxide and freon mixtures ($CO_2 + CCl_2F_2$) under pressure in uniform and non-uniform electrical fields.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 273

The article presents data concerning breakdown voltage values for small discharge distances depending on pressure and also regarding the influence of the electrode material' the polarity of the electrodes, the homogeneity or non-homogeneity of the fields obtained between the electrodes, the influence of gases (nitrogen, freon a.s.o.) introduced in the basic gas as well as a series of experimental results obtained on CO_2 and $CO_2 + CCl_2F$, checked and used in equipments accomplished by ICPE and which can also be used in the construction of other equipments.

DC 621.319.53.014 : 62.317.333.83

IMPULSE GENERATOR
APERIODIC REGIME
SYNTHESYS COEFFICIENT

Arabadji, P. : **Synthesis of the current impulse generator in aperiodic regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 281

The author presents methods fot the design and accomplishment of an impulse generator operating in aperiodic regime.

DC 621.313.335 : 621.318.73

DEFORMING REGIME
STOCHASTIC PROCESS
OPTIMAL FILTER
DIGITAL SIMULATION

Voicu, M. : **Optimal compensation of the deforming regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 287

The paper presents a probabilistic approach of the deforming regime with a view to adapting it to permanent variable systems. The results are applied to the establishment of a determination method for filters necessary for the compensation of the deforming regime.

DC 621.318.3 : 621.317.72

ELECTROMAGNETS
ATTRACTIVE FORCE
COIL-SHIELD

Popescu, M. : **Computation of the force in a.c. eletromagnets in the small air-gap area.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no.8, nov 1976, p. 294

The article establishes the values of the lagging α and those of the forces (developed by an a.c. monophase electromagnet) depending on the air-gap size, assuming a constant total flux.

DC 621.313.333

LINEAR ASYNCHRONOUS MOTORS
SIZINGMETHOD
COMPUTATION

Peşteanu, O. : **Computation of the linear asynchronous motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 298

The author establishes a technique for sizing a linear asynchronous motor with short plain stator with an even number of poles and completely wound marginal poles.

DC 621.3.032.43 : 621.3.042

DEVICE WITH ELECTROMAGNETIC REPULSION
MAGNETIC CIRCUITS

Pavelescu, D. and *Gheţea, E.*: **Ultrarapid device with eletromagnetic repulsion.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov. 1976, p. 303

The paper presents an ultrarapid device included in high performance cut-off apparatuses. The theoretical aspects are of a qualitative nature; the performances belong to the elaborated model.

DC 616–073.7

NEUROSTIMULATOR

Negoescu, R. : **Neurostimulator with rectangular waves.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 309

A solution is proposed to enlarge the versatility in the time domain of the non-stabel circuit used in neurostimulators; the solution is illustrated by a practical example.

DC 621.3.013 : 621.3.094

ELECTROMAGNETIC FIELD
FIELD CONCENTRATOR
ELECTROMAGNETIC DEFORMATION
MAGNETIC INDUCTION MEASUREMENT

Şerbănescu, M. : **Magnetic field intensity produced by a field concentrator with cylindrical coil.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, no. 8, nov 1976, p. 315

A demonstration is carried out for the relations which allow for a more precise evaluation of the magnetic field intensity produced by the field concentrator with cylindrical coil. The rezults are compared with experimental measurements.

ALPHABETICAL INDEX 322

SOMMAIRE

CD 621.3.027 : 621.3.013

TENSION DE PERCEMENT
GAZ ISOLATEURS
CHAMPS ELECTRIQUES

Tănăsescu, Fl. T. : **Tensions de percement du bioxyde de carbon (CO_2) et des mélanges de bioxyde de carbone et fréon ($CO_2 + CCl_2F_2$) sous pression en champs électriques uniformes et néuniformes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 273

L'article présente des dates concernant la valeur des tensions de percement à petites distances d'éclatement, fonction de la pression l'influence du matériel des électrodes, leur polarité, l'homogénéité ou la nonhomogénéité des champs crées entre les électrodes, l'influence de l'introduction d'autres gaz (azote, fréon etc.) dans le gaz de base, aussi bien qu'une série de résultats éxpérimentaux obtenus sur CO_2 et $CO_2 + CCl_2F_2$, vérifiés et utilisés dans le cadre de certains équipements réalisés par l'ICPE, et qui peuvent trouve un large domaine d'utilisation dans la construction d'autres équipements.

CD 621.319.53.014 : 621.317.333.83

GENERATEUR D'IMPULSIONS
REGIME APERIODIQUE
COEFFICIENT DE SYNTHESE

Arabadji, P. : **La synthèse du générateur d'impulsions de courrant en régime apériodique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 281

On présente la méthodologie de développement et de réalisation d'un générateur d'impulsions fonctionnant en régime apériodique.

CD 621.313.335 : 621.318.13

REGIME DEFORMANT
PROCESSUS STOCHASTIQUE
FILTRES OPTIMAUX
SIMULATION NUMERIQUE

Voicu, M. : **Compensation optimale du régime déformant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 287

L'ouvrage adopte un point de vue probabilistique pour l'étude du régime déformant, en vue de son adaptation à des systèmes variables permanents et applique les résultats à l'établissement d'une méthode de détermination des filtre nécessaires à la compensation du régime déformant.

CD 621.318.3 : 621.317.72

ELECTRO-AIMANT
FORCE D'ATTRACTION
SPIRE-ECRAN

Popescu, M. : **Le calcul de la force aux électro-aimants de courant alternatif dans la zone de petits entrefers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 294

L'article établit les valeurs des déphasage et les valeurs des forces (developpées par un électro-aimant de courant alternatif monophasé), en fonction de la grandeur de l'entrefer et dans l'hypothèse du maintient constant du flux total.

CD 621.313.333

MOTEURS ASYNCHRONES LINEARES
METHODE DE DIMENSIONNEMENT
CALCUL

Peşteanu, Ov. : **Le calcul des moteurs asynchrones linéaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 298

L'ouvrage établit une méthode de dimensionnement du moteur asynchrone linéaire avec stator plane court à nombre pare de pôles marginaux complétement bobinés.

CD 621.3.032.43 : 621.3.042

DISPOSITIF A REPULSION
ELECTRODYNAMIQUE
CIRCUITS MAGNETIQUES

Pavelescu, D. şi *Ghețea, B.* : **Dispositif ultrarapide à répulsion électromagnétique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 303

L'ouvrage présente un dispositif ultrarapide qui entre dans la structure des appareils d'interruption à hautes performances. Les aspects théoriques sont de nature qualitative : les performances appartiennent à un modèle réalisé.

CD 616–073.7

NEUROSTIMULATEUR
ASTABLE LARGEMENT REGLABLE
REDOUBLEMENT CE VOIE EN C.C.

Negoescu, R. : **Néurostimulateurs d'ondes réctangulaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 309

On propose une solution d'augmentation de la versatilité dans le domaine temps du circuit astable utilisé en néurosimulateurs, exemplifiée par une réalisation pratique.

CD 621.3.013 : 621.3.094

CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
CONCENTRATEUR DE CHAMP
DEFORMATION ELECTROMAGNETIQUE
MESURE DE L'INDUCTION MAGNETIQUE

Şerbănescu, M. : **L'intensité du champ magnétique produit par le concentrateur du champ a bobine cylindrique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 24**, nr. 8, nov 1976, p. 315

On démontre des relations qui permettent une évaluation plus précise de l'intensité du champ magnétique produit par le concentrateur de champ à bobine cylindrique. Les résultats sont comparés avec des mesures expérimentales.

INDEX ALPHABETIQUE 322

CZ 621.3.027 : 621.3.013

TENSIUNE DE STRĂPUNGERE
GAZE IZOLATOARE
CÎMPURI ELECTRICE

Tensiuni de străpungere a bioxidului de carbon (CO_2) şi amestecurilor de bioxid de carbon şi freon ($CO_2 + CCl_2F_2$) sub presiune, în cîmpuri electrice uniforme şi neuniforme

FLORIN-TEODOR TĂNĂSESCU * — BUCUREŞTI

1. Probleme generale

Cercetările dezvoltate de Towsend şi Paschen în domeniul stabilirii mecanismului de străpungere a unor gaze, a unor relaţii de calcul coerente, au fost urmate de lucrări ale altor cercetători vizînd, în special, posibilitatea aplicării unor gaze ca izolanţi în echipamentele electrotehnice funcţionînd la tensiuni înalte [1—9]. Meek, Raether şi Pederson, stabilesc relaţii mai exacte, care să aproximeze mai corect fenomenul de străpungere, ţinînd seama de o serie de neconcordanţe între fenomenele fizice ale descărcării şi relaţiile ce le descriu, sesizate ulterior [10].

Dacă, la început, primul gaz studiat a fost aerul, ulterior „gama" este completată cu alte gaze (N_2, CO_2, H_2), care singure sau în amestecuri bine definite, ofereau rigidităţi dielectrice care le făceau apte de utilizare.

Trecerea de la aplicaţii izolate ale gazelor la generalizări de soluţii are loc în mod semnificativ în ultimele două decenii, atît datorită elucidării unor aspecte specifice ale descărcărilor în sistemul incintă-electrod-tehnologia încercării, cît şi a elaborării unor tehnici de etanşare, capabile să menţină presiuni ridicate în incinte de diverse forme.

Complexitatea procesului de descărcare şi abaterile de la legile date de Paschen [11—13] derivă din influenţa pe care unii parametri o pot exercita asupra străpungerii: presiunea şi tipul gazului, distanţa dintre electrozi, materialul din care sînt confecţionaţi aceştia, geometria lor, impurităţile din gaz, tensiunea şi tehnologia aplicării ei pe electrozi [14—21]. De aici rezultă clar că nepăstrarea unor condiţii identice de încercare poate conduce la obţinerea de date diferite, nepermiţînd o comparare a rezultatelor comunicate de diverşi autori. Gänger [2] consideră că aceste neconcordante au loc din cauza condiţiilor experimentale diferite; spre exemplu, prezenţa prafului şi umidităţii poate micşora parcursul liber al ionilor şi crea concentrări locale de cîmp şi cu aceasta, schimbarea valorii tensiunilor de străpungere. Félici [22] pornind de la un fenomen observat de Millikan, atrage atenţia asupra unui alt factor, emisia rece a electrodului cu alterarea suprafeţei acestuia în procesul descărcării şi apariţia de cratere ce crează concentrări de cîmp; din aceste experimentări se conturează o pistă tentantă pentru constructori, şi anume că există o corelaţie între tensiunea de străpungere şi materialul din care sînt confecţionaţi electrozii, ceea ce impune o îngrijită alegere.

Condiţiile „locale" de încercare jucînd un rol atît de important în stabilirea tensiunilor de străpungere a unui interval de gaz, apare explicabilă preocuparea constructorilor de echipamente de a-şi definitiva propriile programe de încercări cît mai apropiate de condiţiile în care va lucra echipamentul.

Indiscutabil, el îşi va compara rezultatele cu cele comunicate de alţii, plasîndu-se între cele două limite minime şi maxime a valorilor, putînd astfel statistic aprecia atît corectitudinea măsurărilor făcute, cît şi rezervele probabile de care dispune.

Ultimele două decenii evidenţiază o creştere importantă a numărului de gaze sau amestecuri ce pot fi utilizate (cele electronegative şi în special SF_6), dar şi o creştere a presiunilor de lucru, tocmai datorită posibilităţii de a obţine valori ridicate ale tensiunilor de străpungere în incinte capabile de a rezista la presiuni ridicate ale gazului.

Dacă la presiuni normale gazele prezintă tensiuni de străpungere net inferioare celor obţinute pentru o aceeaşi distanţă de eclatare dar în ulei, la presiuni înalte de ordinul zecilor de atmosfere, tensiunile de străpungere depăşesc de cîteva ori pe cele obţinute cu o izolaţie similară din ulei.

Utilizarea încă a CO_2 — astăzi cînd gazele electronegative şi în special SF_6 sînt tot mai frecvent folosite — îşi găseşte explicaţia în valorile înalte ale tensiunilor de străpungere cînd gazul este sub presiune, ridicarea performanţelor CO_2 la adăugarea unor mici cantităţi de SF_6 sau freon, inerţia chimică, toxicitate neglijabilă, punct de lichefiere joasă pentru a putea fi utilizat la presiune înaltă, preţul de cost redus, manipulare uşoară [22—32]. În egală măsură, CO_2 la distanţe mici şi presiuni pînă la 30 at, prezintă o concordanţă satisfăcătoare cu legea lui Paschen, aşa cum va rezulta şi din capitolul de experimentări. Rezultatele obţinute de autor, concordă cu cele date de Young [24], care sesizează la fel că peste 30 at tensiunile de străpungere în CO_2 au creşteri mult mai mici atunci cînd presiunile cresc peste

* Dr. ing. Florin-Teodor Tănăsescu — cercetător ştiinţific principal gradul I, directorul Institutului de cercetare pentru industria electrotehnică (ICPE) — Bucureşti.

această valoare, marcînd astfel abaterea de la legea lui Paschen după aceste presiuni.

Comparînd rezultatele obținute de diverși cercetători la studiul CO_2 și lipsa rezultatelor la presiuni mari, Rein [10] arată că legea lui Paschen studiată în domeniul presiunilor joase (pînă la 700 torri) se verifică pînă la valori ale produsului *pd* egal cu 1 500 torri·cm. Experimentările autorului completează o zonă cu mai puține rezultate și extinde această zonă de valabilitate a curbei ce dă legea lui Paschen, pînă la 25 at (1 at = 735,559 torri).

Realizarea unor echipamente funcționînd în gaze sub presiune — cabluri, condensatoare, transformatoare și aparataj de comutație — a fost completată cu noi construcții de acceleratoare de particule tip Van der Graaff, generatoare electrostatice, echipamente pentru tehnici spațiale, care nu ar fi putut fi realizate dacă nu s-ar fi utilizat presiuni ridicate. Astfel, dacă o bună perioadă de timp gazele comprimate nu au putut concura sistemele de izolație hîrtie-ulei care ofereau valori ridicate ale tensiunilor de străpungere, astăzi utilizînd presiuni ridicate, se pot obține valori neoferite de alte scheme de izolație. Mai mult, permit o substanțială reducere a dimensiunilor constructive, chiar în cazul în care se utilizează CO_2, N_2 etc. Astfel, în cazul acceleratoarelor electrostatice, creșterea cu un factor K a rigidității dielectrice, permite o reducere similară a dimensiunilor liniare, volumul echipamentului reducîndu-se cu K^3.

Deosebit de interesantă se anunță a fi ridicarea tensiunilor de străpungere a H_2, N_2, CO_2 prin introducerea unor procente de gaze electronegative, ceea ce permite realizarea unor soluții economice atît din punct de vedere al utilizării gazelor scumpe, cît și al construcției incintelor metalice [32—44].

Literatura tehnică de specialtate prezintă numeroase date asupra tensiunilor de străpungere a gazelor sub presiune scăzută sau atmosferică; este în schimb săracă în ceea ce privește același fenomen pentru gazele aflate la presiuni ridiacte și pentru distanțe mici de eclatare.

În cele ce urmează, se vor comunica o serie de rezultate ale încercărilor efectuare de autor în institut, pentru alegerea unor sisteme optime de izolația gazoasă, aplicate la acceleratoarele electrostatice de tip Van der Graaff dezvoltate pentru procese industriale; rezultatele pot fi însă în egală măsură generalizate și în cazul altor aplicații.

2. Tehnologia încercărilor

2.1. *Gaze și amestecuri studiate.* Studiile s-au efectuat atît pe gaze individuale (N_2, CO_2), cît și pe amestecuri dintre bioxid de carbon și freon ($CO_2 + CCl_2F_2$). În cazul amestecurilor, proporțiile se comunică în capitolul de experimentări.

Gazele utilizate au fost industriale, fără o pregătire prealabilă, cu purități depășind 98% și un conținut de apă de maxim 0,1%. Nu a fost nevoie să se elimine un surplus de apă trecînd gazele prin vase cu P_2O_5 sau silicagel.

În cazul amestecurilor de gaze, avînd ca bază CO_2 și N_2 și ca adaos CCl_2F_2, pregătirea s-a făcut astfel: incinta complet golită primea la început gazul adaos — component al amestecului — la o presiune parțială dorită, după care, în continuare, se adaugă, spre exemplu, CO_2 sau N_2 pînă la o presiune finală de 30 at, pe care, deliberat, nu am depășit-o.

2.2. Incinta de încercare. Este constituită dintr-un recipient din oțel inoxidabil, lung de 600 mm și cu un diametru de Φ 200 mm, cu o gorsime a pereților și sistem de prindere a flanșelor suficient dimensionate pentru a suporta presiuni pînă la 40—50 at. Un tub de admisie este prevăzut pentru introducerea gazului; presiunea se măsoară permanent cu ajutorul unui manometru, cu o precizie de 0,5%.

Înaintea oricărei admisii de gaze, incinta se videază. Tensiunea înaltă este aplicată electrozilor printr-in conductor încastrat într-un izolator de trecere realizat din rășină epoxidică, calculat pentru a suporta tensiuni pînă la 200 kV, curent continuu.

2.3. Sistemul de electrozi, este astfel conceput, încît permite deplasarea pe orizontală doar a unuia din ei, deplasarea fiind urmărită din exterior pe un micrometru; precizia de apreciere a distanței de străpungere dintre electrozi este de 10 μm.

Electrozii utilizați au fost cei din figura 1 a, pentru cîmp uniform și din figura 1 b, pentru

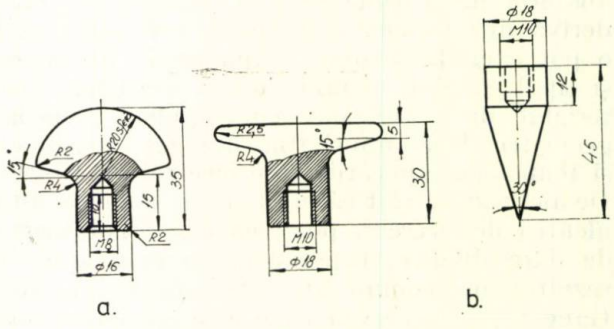


Fig. 1. Sisteme de electrozi utilizate:
a — pentru cîmp uniform; *b* — pentru cîmp neuniform.

cîmp neuniform. Materialele folosite pentru electrozi, în scopul studierii influenței pe care o are lucrul de extracție asupra descărcării, au fost: cuprul, oțelul inoxidabil, aluminiul și fierul. Funcție de programul de experimentări propus, se puteau atașa tijelor portelectrozi, electrozii de formă diferită. Evoluția erodării sub acțiunea descărcărilor s-a pus în evidență sistematic, atît prin fotografiere, cît și analize metalografice și microscopice.

2.4. Schema electrică. În figura 2, se prezintă schema electrică utilizată. Tensiunea alternativă furnizată de transformatorul T (0,22/100 kV) este redresată cu ajutorul diodelor K și aplicate incintei de încercare I; măsurarea

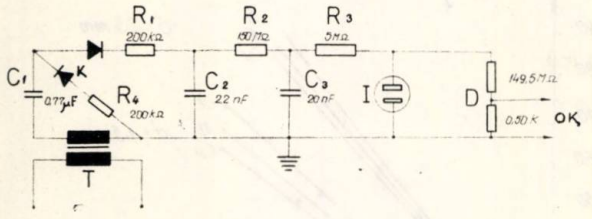


Fig. 2. Schema electrică a instalației de încercare:
T – transformator de înaltă tensiune; K – diode redresoare; I – incinta de încercare; D – divizor de tensiune; R_1-R_4, C_1-C_3 – rezistențe și condensatoare adaptate funcție de schemă; OK – osciloscop catodic.

tensiunii de străpungere se face cu ajutorul divizorului D.

Grupul de rezistențe R și condensatoare C utilizate, permite limitarea curentului ca și stabilirea frecvenței de descărcare a schemei. Valorile elementelor schemei sînt date în figura 2.

Măsurarea tensiunii s-a făcut la 20°C și 760 mm col. Hg, la o umiditate a camerei ce nu depășește 11 g/m³.

Viteza de creștere a tensiunii aplicate a fost dictată de constanta de timp a circuitului, reproducîndu-se astfel în mod riguros.

3. Rezultate experimentale

Direcțiile urmărite în cadrul acestor experimentări au fost:

Pentru cîmp uniform:

- influența distanței dintre electrozi asupra variației tensiunii de străpungere cu presiunea (de aici derivă și variația gradientului de tensiune cu distanța);
- influența materialului din care sînt făcuți electrozii asupra variației tensiunii de străpungere cu presiunea;
- influența amestecului de gaze asupra variației tensiunii de străpungere funcție de presiune.

Pentru cîmp neuniform:

- influența materialului din care sînt făcuți electrozii asupra tensiunii de străpungere la diverse presiuni;
- influența polarității electrozilor.

Funcție de materialele luate în considerare la realizarea părților sub tensiune ale unui generator electrostatic, s-au luat în discuție: oțelul inoxidabil, aluminiul, cuprul și fierul.

În ceea ce privește gradul de prelucrare, toți electrozii au fost aduși în trei clase denumite în cele ce urmează: *oglindă* (rugozitatea $R_a = 0{,}2$), *semioglindă* (rugozitatea $R_a = 1{,}6$) și *brut* (rugozitatea $R_a = 6{,}3$).

3.1. Descărcări în cîmp uniform

● *Variația tensiunii de străpungere funcție de presiune și distanță, de natura materialului de electrod.* În figurile 3 și 4 este dată variația tensiunii de străpungere în CO_2 funcție de presiune și diverse distanțe între electrozi. Electrozii utilizați au fost din aluminiu, prelucrați oglindă (*a*) sau brut (*b*). La toate curbele se observă, o variație cvasiliniară a tensiunii de străpungere ,funcție de presiune și distanță, în zona presiunilor, pînă la 25 at.

Tendințe de saturare, de abatere de la legea lui Paschen, se întîlnesc după aceste valori, fenomen remarcat și de alți autori [10—13], ceea ce pledează pentru o utilizare a acestor

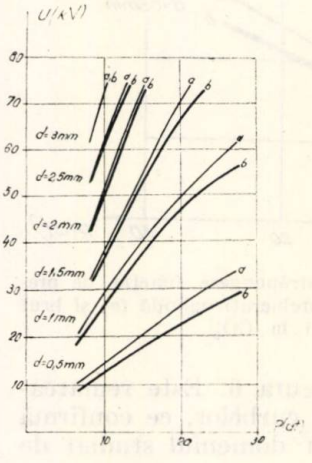


Fig. 3. Variația tensiunii de străpungere funcție de presiune; electrozi din aluminiu prelucrați oglindă (*a*) și brut (*b*)). Descărcări în CO_2.

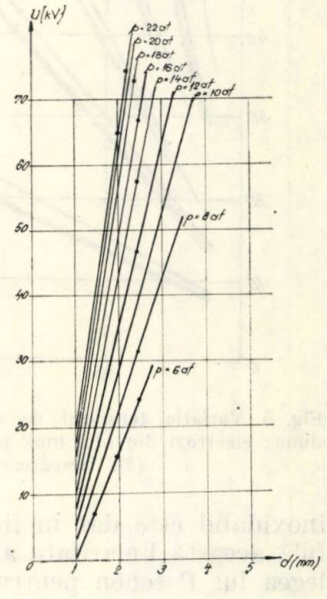


Fig. 4. Variația tensiunii de străpungere funcție de distanță pentru electrozi de Al prelucrați oglindă; izolantul gazos CO_2.

gaze la o zonă optimă, 20—25 at. Peste aceste valori, creșterea presiunii (cu implicațiile aduse de dimensionarea incintelor), duce doar la creșteri relativ mici a tensiunii de străpungere. Panta acestor curbe este cu atît mai ridicată cu cît distanța între electrozi este mai mare. Gradul de prelucrare a suprafeței joacă, fără îndoială, un rol important în procesul de descărcare, așa cum rezultă din curble date în aceleași figuri.

În figura 5 este dată aceeași lege de variație a tensiunii de străpungere funcție de presiuns și distanță, dar pentru electrozi din oțel inoxidabil prelucrați oglindă (*a*) și brut (*b*). Se constată o variație mult mai liniară a curbelor, chiar pentru presiuni mai mari, nesesizîndu-se tendințe de saturare pînă la 28 at.

Modul în care variază tensiunea de străpungere funcție de produsul presiune-distanță (*pd*) pentru electrozi din aluminiu și oțel

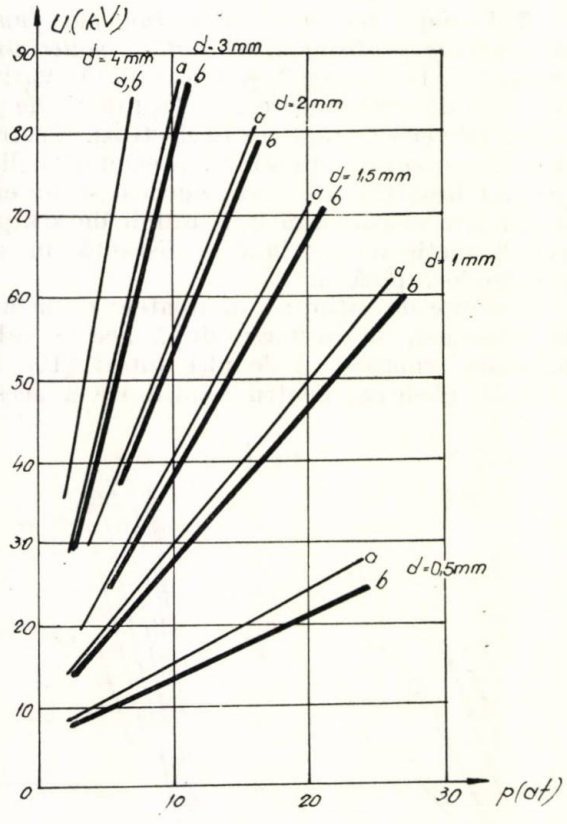


Fig. 5. Variația tensiunii de străpungere funcție de presiune; electrozi din oțel inox prelucrați oglindă (*a*) și brut (*b*). Descărcări în CO_2.

inoxidabil este dat în figura 6. Este remarcabilă această liniaritate a curbelor, ce confirmă legea lui Paschen pentru domeniul studiat de autor (presiuni și distanțe).

Experimentările făcute, scot în evidență și influența, pe care o are materialul din care

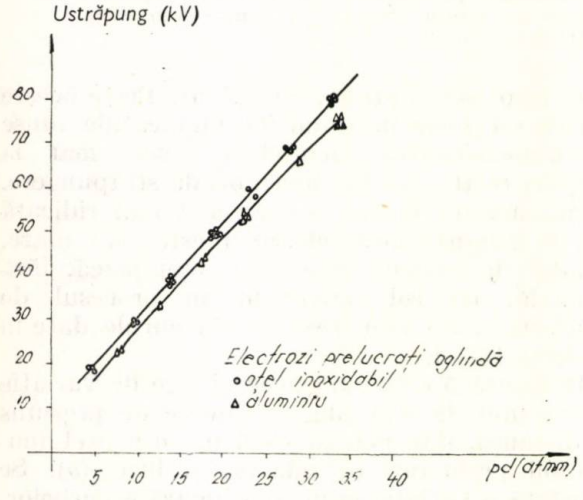


Fig. 6. Variația tensiunii de străpungere funcție de produsul presiune-distanță (*pd*). Electrozi prelucrați oglindă: din oțel inoxidabil și aluminiu.

este confecționat electrodul, asupra tensiunii de străpungere, așa cum rezultă din figura 7, în care se dau curbele reprezentative pentru aluminiu, oțel, cupru (distanțe de eclatare

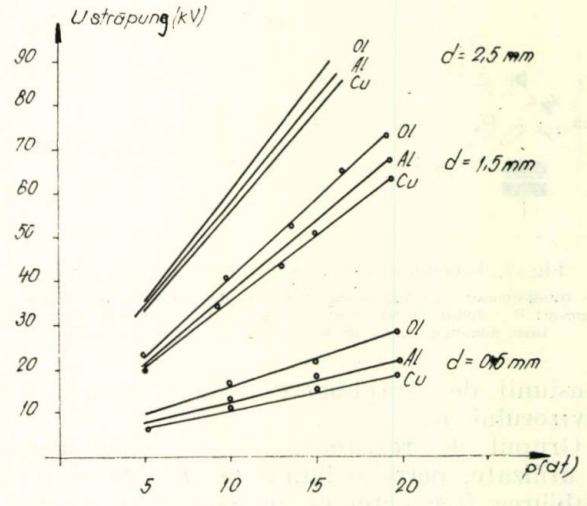


Fig. 7. Influența materialului din care sînt confecționați electrozii (oțel, aluminiu, cupru) asupra variației tensiunii de străpungere cu presiunea.

0,5, 1,5, 2,5 mm). Liniaritatea curbelor este evidentă. Pentru o aceeași presiune p, se constată, la toate distanțele, că tensiunile de străpungere cele mai ridicate se dispun în ordine: OL inoxidabil, Al, Cu. Explicația se găsește în lucrul de extracție diferit al materialelor; natura gazului poate genera mari abateri. Dispersia curbelor este minimă în cazul distanțelor mari, la care sînt distanțați electrozii, și la presiunile joase, unde natura materialului poate avea o mai mică importanță; în schimb, se sesizează dispersii mai mari în cazul unor presiuni mai ridicate.

În orice caz, diferența dintre valorile tensiunii de străpungere, în cazul electrozilor din oțel inoxidabil și din aluminiu, deși evidentă, rezultă mai mică decît cea indicată de Felici [45] și Trump [36] care arată diferențe mai mari, aproape duble față de cele sesizate de autor în experimentările sale.

● *Influența gradului de prelucrare a suprafeței electrozilor.* Tensiunea de străpungere, indiferent de presiunea din incintă, este influențată sensibil de starea de rugozitate a suprafeței electrozilor, așa cum rezultă și din figurile 3 și 5. Un electrod rugos reduce tensiunea de străpungere și crește curentul de emisie al catodului; prelucrarea suprafeței electrozilor joacă un rol important în procesul descărcării [45,30]. De asemenea, prezența impurităților pe suprafața electrozilor provoacă scăderea tensiunii de străpungere în gazele sub presiune [22], fenomen sesizat și de autor [29, 20]. După Cookson [25], valoarea tensiunii de străpungere este influențată cel mai mult de

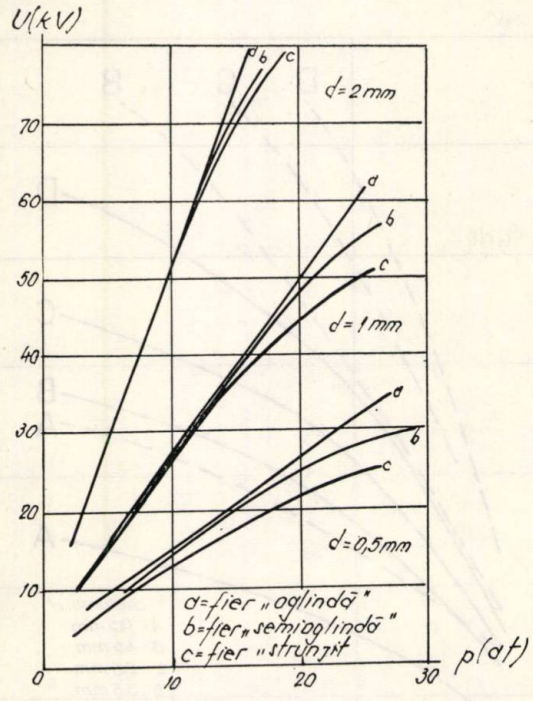


Fig 8. Influența gradului de prelucrare a suprafeței electrozilor din fier asupra variației tensiunii de străpungere, ← funcție de presiune.

prezența prafului, atunci cînd intensitatea cîmpului electric este de ordinul a 5 MV/m.

Experimentările făcute arată că valorile cele mai ridicate se obțin pentru acei electrozi a căror suprafață este mai fin polizată, indiferent de natura materialului, așa cum apare în afara figurilor menționate anterior și în diagramele date în figurile 8 și 9, pentru electrozi din fier și cupru. Pentru diferite distanțe de străpungere și pentru prelucrări ale suprafețelor „oglindă", „semioglindă" și „brut", se observă că valorile cele mai ridicate ale tensiunii de străpungere se obțin în cazul suprafețelor „oglindă", iar cele mai scăzute, pentru cele prelucrate „brut"; dispersia curbelor este cu atît mai evidentă cu cît presiunee este mai ridicată și distanța de străpungere mai mică.

● *Influența pe care o are introducerea unor gaze în CO_2.* Gazele electronegative prezintă rigidități dielectrice înalte, fapt ce permite ca adaosuri de astfel de gaze în amestec de CO_2 sau N_2 să ridice mult vaoarea tensiunilor de străpungere. Pentru acest motiv s-au studiat de autor diverse amestecuri de CO_2 cu CCl_2F_2 (freon), gaz cu frecvente utilizări în sisteme de izolație (transformatoare, condensatoare, generatoare electrostatice, agregate climatice).

În figurile 10 și 11 sînt date curbele de variație a tensiunilor de străpungere, funcție de presiune și cantitățile de gaz introduse în amestec, pentru distanțe de străpungere de 0,5 și 1,5 mm.

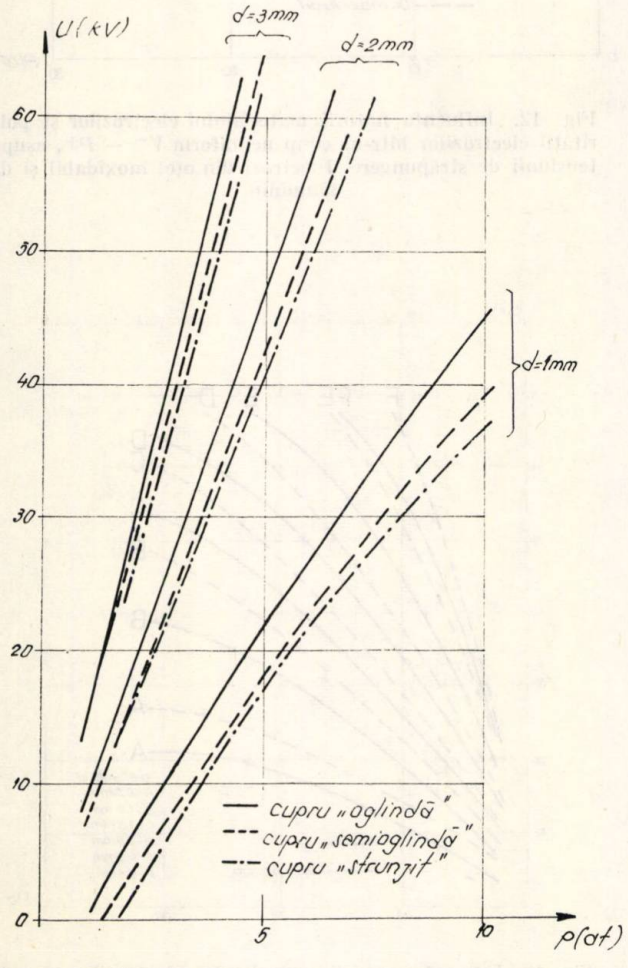


Fig. 9. Influența gradului de prelucrare a suprafeței electrozilor asupra variației tensiunii de străpungere, funcție de presiune; electrozi din cupru.

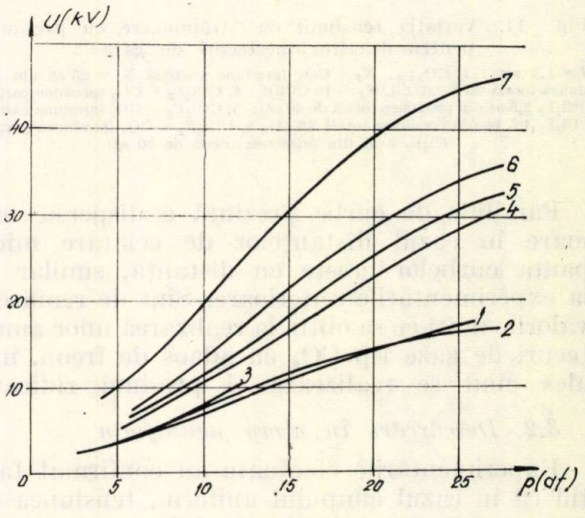


Fig. 10. Variația tensiunii de străpungere cu presiunea pentru diferite amestecuri de gaze:

d = 0,5 mm; 1, CO_2; 2, $N_2 + CO_2$ (presiune parțială N_2=25 at, presiunea totală 30 at); 3, $N_2 + 10\,CCl_2F_2$; 4, $CO_2 + CCl_2F_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 2,5 at din presiunea totală 30 at); 5, $CO_2 + CCl_2F_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 3,5 at din presiunea totală de 30 at); 6, $CO_2 + CCl_2F_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 4,5 at din presiunea totală de 30 at); 7, $CO_2 + CCl_2F_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 6 at din presiunea totală de 30 at).

S-a lucrat cu presiuni parțiale de CCl_2F_2 de 1,5—6 at, la o presiune totală de 30 at; valorile obținute au fost comparate cu curbele similare ridicate pentru $CO_2 + N_2$ sau $N_2 + CCl_2F_2$.

Pentru toate distanțele de străpungere la care s-au făcut experimentările, curbele reprezentînd tensiuni de străpungere funcție de presiune, se dispun după presiunile parțiale ale gazului CCl_2F_2 introdus în CO_2 (6 at, 4,5 at, 3,5 at, 2,5 at). Tensiunea de străpungere a amestecului este cu atît mai înaltă cu cît conținutul de CCl_2F_2 este mai ridicat; chiar pentru adaosuri mici de freon, proprietățile dielectrice ale amestecului sînt mult superioare celor ale bioxidului de carbon.

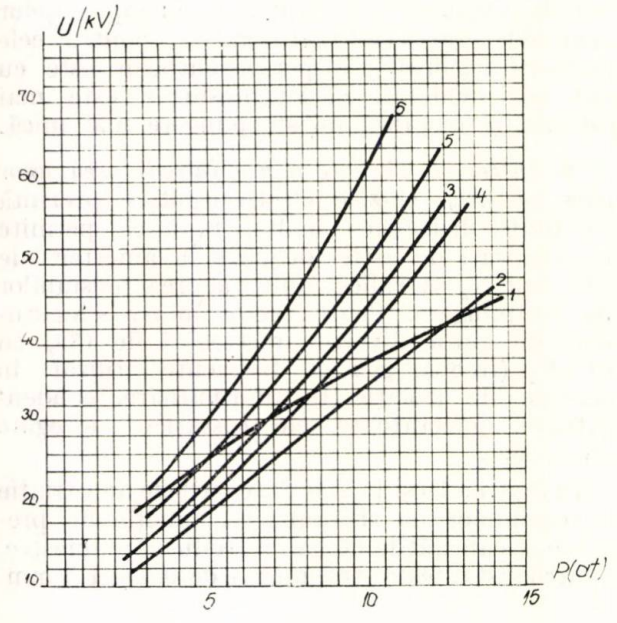


Fig. 11. Variația tensiunii de străpungere cu presiunea pentru diferite amestecuri de gaze:
d = 1,5 mm; 1, CO_2; 2, $N_2 + CO_2$ (presiune parțială N_2 = 25 at din presiunea totală de 30 at); 3, N_2 + 10 CCl_2F_2; 4, $CCl_2F_2 + CO_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 2,5 at din presiunea totală de 30 at); 5, $CCl_2F_2 + CO_2$ (presiune parțială CCl_2F_2 4,5 at din presiunea totală 30 at); 6, $CCl_2F_2 + CO_2$ (presiunea parțială CCl_2F_2 6 at din presiunea totală de 30 at).

Familiile de curbe prezintă o dispersie mai mare în cazul distanțelor de eclatare mici; panta curbelor crește cu distanța, similar ca la experimentările anterioare. Sînt de remarcat valorile mari ce se obțin la realizarea unor amestecuri de gaze tip CO_2 cu adaos de freon, mai ales cînd se realizează și presiuni ridicate.

3.2. Descărcări în cîmp neuniform

Experimentările efectuate au confirmat faptul că în cazul cîmpului uniform, tensiunea de străpungere este influențată și de natura materialului din care sînt confecționați electrozii. Din figurile 12 și 13 rezultă că și în cîmp divergent (vîrf pozitiv-placă negativă, figura 12, și vîrf negativ-placă pozitivă, figura 13), cu ambii electrozi din același material, natura materialului

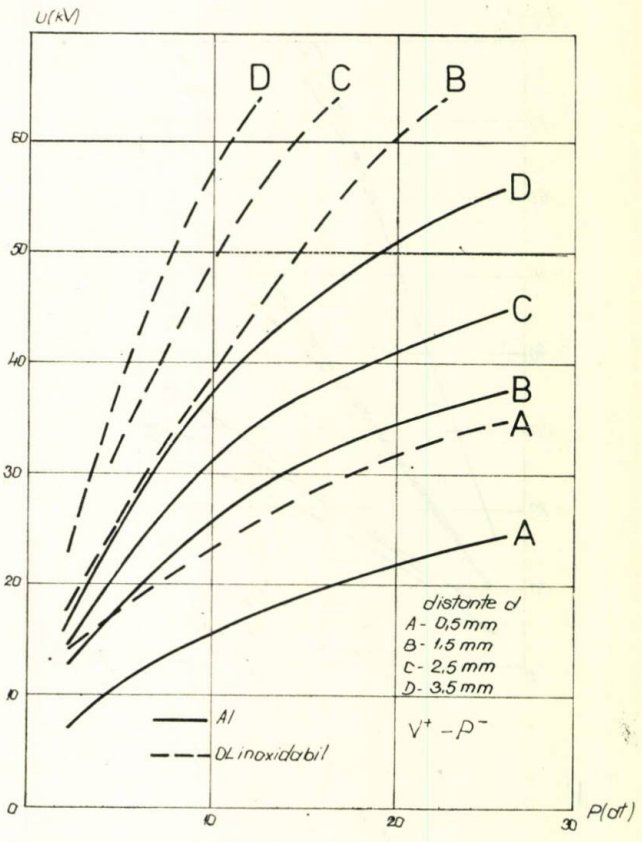


Fig. 12. Influența naturii materialului electrozilor și polarității electrozilor într-un cîmp neuniform $V^- - P^+$, asupra tensiunii de străpungere. Electrozi din oțel inoxidabil și din aluminiu.

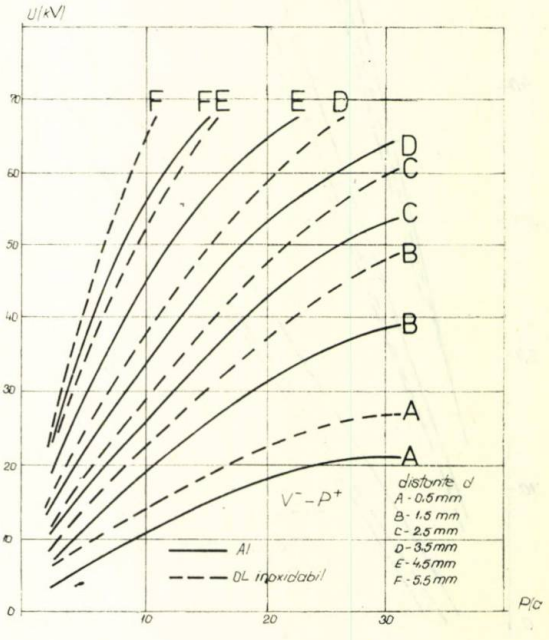


Fig. 13. Influența naturii materialului electrozilor și polarității electrozilor într-un cîmp neuniform $V^- - P^+$ asupra tensiunii de străpungere. Electrozi din oțel inoxidabil și din aluminiu.

influenţează tensiunea de străpungere, şi anume avem al fel ca şi în cazul cîmpului uniform tensiuni de străpungere mai ridicate pentru oţel decît pentru electrozi din aluminiu. De asemenea, valori mai ridicate se obţin în ambele situaţii, în cazul în care vîrful ce descarcă este la polaritatea pozitivă şi placa negativă.

Utilizînd electrozi din materiale diferite (oţel şi aluminiu, spre exemplu), tensiunile de străpungere au valori mai reduse decît în cazul în care ambii erau din oţel. Reducerea a fost mai semnificativă atunci cînd catodul a fost din aluminiu, dar valorile tensiunii de străpungere au fost mai bune decît dacă ambii electrozi ar fi fost din aluminiu. Cu un catod din oţel şi anod din aluminiu, valorile tensiunilor de străpungere se apropie de performanţele electrozilor din oţel, arătînd că natura materialului catod are cea mai mare importanţă asupra procesului de emisie şi de generare a străpungerii (fig. 14).

Pentru a scoate mai clar în evidenţă acest fenomen, autorul a preferat să aleagă nu un sistem de electrozi omogen, la care fenomenul ar fi putut fi mascat de erorile de măsură, ci unul divergent vîrf-placă, rezultatele confir-

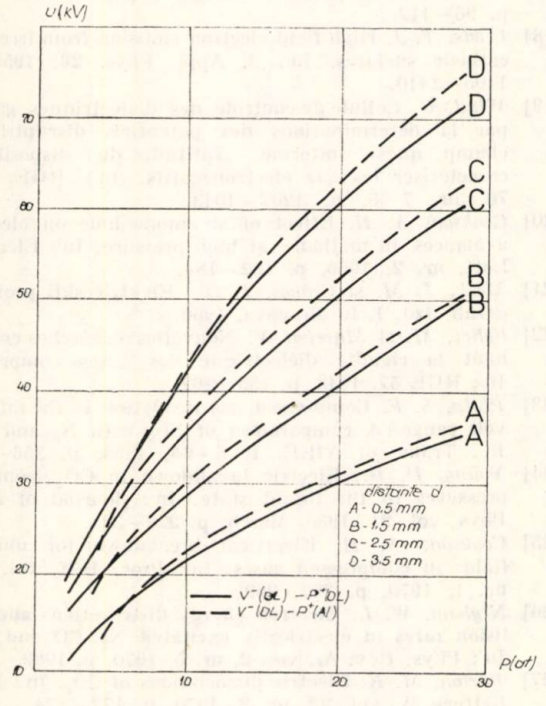


Fig. 14. Influenţa naturii materialului din care se confecţionează electrozii asupra variaţiei tensiunii de străpungere funcţie de presiune.

mînd previziunile şi întărind unele ipoteze ale lui Trump [14, 39].

Diferenţe mai mari apar în situaţia sistemelor de electrozi din figura 15, la care existenţa unui vîrf din aluminiu dispus la potenţialul pozitiv, conduce la valori ale tensiunilor de străpungere inferioare celor obţinute în sistemul $V^-(OL) - P^+(OL)$.

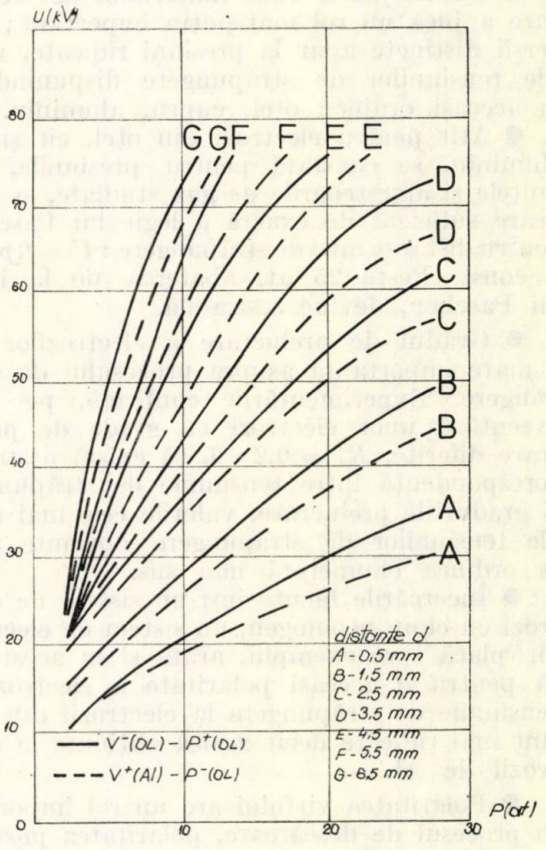


Fig. 15. Variaţia tensiunii de străpungere cu presiunea, într-un sistem de electrozi din material diferit, într-un cîmp neuniform.

4. Concluzii

● Bioxidul de carbon sub presiune constituie un mediu care oferă proprietăţi izolante bune, fapt ce-l recomandă a fi utilizat în construcţia unor echipamente a căror părţi metalice aflate sub tensiune trebuie să fie izolate.

● Pentru îmbunătăţirea proprietăţilor dielectrice ale CO_2 se pot adăuga mici cantităţi de freon, care ridică remarcabil valoarea tensiunii de străpungere. Indiscutabil că introducerea altor gaze electronegative conduce la fenomene calitative similare privind străpungerea.

● Creşterea presiunii în incintă conduce, pentru toate sistemele de electrozi utilizate, la obţinerea unor valori ridicate ale tensiunilor de străpungere, a căror variaţie pînă în zona presiunilor studiate 25 at este cvasiliniară; peste această valoare, curbele arată o creştere mai lentă cu presiunea, lăsînd să se întrevadă o tendinţă de saturare.

● Pentru toate distanţele de străpungere pentru care s-au efectuat măsurători, s-a constatat că la o aceeaşi presiune p, tensiunile de

străpungere sînt funcţie de materialul din care se confecţionează electrozii, cele mai ridicate dispunîndu-se în ordine : oţel inoxidabil, cupru, aluminiu. Cele mai mici dispersii se obţin la presiunile joase, unde materialul de electrod pare a juca un rol mai puţin important ; dispersii distincte apar la presiuni ridicate, valorile tensiunilor de străpungere dispunîndu-se în aceeaşi ordine : oţel, cupru, aluminiu.

● Atît pentru electrozi din oţel, cît şi din aluminiu, se constată pentru presiunile, distanţele şi amestecurile de gaz studiate, o verificare suficient de exactă a legii lui Paschen, pentru distanţe mici de străpungere : $U = f(pd) =$ $=$ const. Peste 25 at, abaterea de la legea lui Paschen, devine sesizabilă.

● Gradul de prelucrare a electrozilor are o mare importanţă asupra procesului de străpungere. Experimentările confirmă, pe baza executării unor electrozi cu grade de prelucrare diferite, $R_a = 0{,}2-6$, că există o strînsă corespondenţă între tensiunile de străpungere şi gradul de prelucrare, valorile cele mai mari ale tensiunilor de străpungere obţinute fiind în ordinea enumerată mai sus.

● Încercările făcute într-un sistem de electrozi cu cîmp neomogen, un sistem de electrozi vîrf-placă spre exemplu, arată şi în acest caz că pentru o aceeaşi polaritate a electrozilor, tensiunile de străpungere la electrozii din oţel sînt mai ridicate decît acelea obţinute la electrozii de Al.

● Polaritatea vîrfului are un rol important în procesul de descărcare, polaritatea pozitivă a vîrfului şi placa negativă conducînd la tensiuni de străpungere mai ridicate decît atunci cînd vîrful avea polaritatea negativă, iar placa, pozitivă.

● În cazul utilizării unor sisteme mixte de electrozi, realizaţi din materiale diferite (OL şi aluminiu, spre exemplu), se constată valori ale tensiunilor de străpungere mai reduse decît în cazul în care ambii electrozi erau din oţel. Reducerea cea mai semnificativă este în cazul în care catodul este din aluminiu, dar valorile au fost mai ridicate decît dacă ambii electrozi ar fi fost din aluminiu.

Bibliografie

[1] *Schuman, W. O.* Elektrische Durchbruchfeldstärke von Gase. Berlin, Springer, 1923.

[2] *Ganger, B.* Der elektrische Durchschlag von Gasen. Berlin, Springer, 1953.

[3] *Koppelman, F.* Der elektrische Durchschlag in isolierenden Flüssigkeiten. In : Zeitschrift für techn. Phys., nr. 5, 1953, p. 125—141.

[5] *Liao, T. W.* Compressed gasas a high-voltage insulant. Gas discharges and the electricity supply industriy, Butterworth, 1962, p. 321—237.

[5] *Comşa, R. P.* and *Cohen, A. M.* Electrical breakdown in highly compresses gases and combustible gas mixtures at short electrode spacings. In : Trans. Eng. Inst. Canada, nr. 8, 1955, p. 3—8.

[6] *Palm, A.* Die Durchbruchfeldstärke komprimierten Gase und ihre Verwendung zur Hochspannungs-Isolation. In : Archiv für El. 28, 1934, p. 296—302.

[7] *Godall, S. E.* ş.a. The development and use of gas pressure cables for H.V. systemy in Great Britain. In : Proc. of. the Point Engineering Conference, 1951, 1951, p. 11, p. 507.

[8] *Camilli, G.* ş.a. Gaseous insulation for H.V. transformers. In : Trans. of AIEE **71**, 1952, part. 3, p. 348.

[9] *Lingal, H., Owen, H. V.* New H.V. out door lond-interrupter switch. In : Electrical Engineering **72**, 1953, p. 324.

[10] *Rein, A.* Mécanisme et critères de la rupture dielectrique dans les gas. Mesures des grandeurs caracteristiques de la décharge. In : Electra, 1974, nr. 32, p. 43—60.,

[11] *Boyle, W.S.* and *Kislink, P.* Departure from Paschen's law of breakdown in gases. In : Phys. Rev. **97**, 1955, p. 255—259.

[12] *Sharbaugh, A. H., Watson, P. K.* Departures from Paschen's law in high pressure nitrogen. Annual report of conference on electrical insulation, 1959, p. 103—107.

[13] *Liewellyn, J., Morgan, C.* Failure of Paschen's law and spark mechanism at high pressure. In : Phys. Rev. **82**, 1951, p. 970—971.

[14] *Trump, J. C.* ş.a. Influence of electrodes on D-C. Breakdown in gases at high pressure. In : Electrical Eng., 1950, p. 961—964.

[15] *Mulhaki, M. J.* The effect of humidity on the breakdown voltage of uniform and non-uniforme field gaps in carbon dioxide. The intern. Conf. on phen. in ionized gases, Beograd, 1965, p. 586.

[16] *Vlastos, A. E.* Breakdown of air in the nonhomogeneous field. In : Proc. IEE, vol. **113**, nr. 5, 1966, p. 921—929.

[17] *Bowker, H. C.* Variation of sparking potential with temperature in gases. In : Proc. Phys. Soc. **40**, 1930, p. 96—112.

[18] *Lewis, T. J.* High field electron emission from irregular cathode surfaces. In : J. Appl. Phys. **26**, 1955, p. 1405—1410.

[19] *Wind, G.* Cellule de controle des diélectriques gaseux par la déterminations des potentiels disruptifs en champ quasi uniforme. Aptitude du dispositif à caractériser les gaz électronegatifs. In : RGE, tom **76**, nr. 7—8, p. 1207—1043.

[20] *Cookson, A. H.* Effect of an anode hole on electron avalances in methane at high pressure. In : Electron. Lett, nr. 2, 1966, p. 182—184.

[21] *Meek, J. M.* şi *Craggs, I. D.* Elektriceskii proboi v gazah. Izd. I. L. Moscova, 1960.

[22] *Felici, M.* şi *Marchal, Y.* Nouvelles réchèrches concernant la rigidité diélectrique des gases comprimés. In : RGE **57**, 1948, p. 155—162.

[23] *Philp, S. F.* Compressed gas insulation in the million-volt range. A comparaison of SF_6 with N_2 and CO_2. In : Trans. of AIEE, PAS—**66**, 1963, p. 356—360.

[24] *Young, D. R.*, Electric breakdown in CO_2 from low pressures to the liquid state. In : Journal of Appl. Phys. vol. **21**, 1950, March, p. 222—231.

[25] *Cookson, A. H.* Electrical breakdown for uniform fields in compressed gases. In : Proc. IEE, vol. **117**, nr. 1, 1970, p. 269—280.

[26] *Nigham, W. L.* Electron energy distributions and collision rates in electrically excitated N_2, CO and CO_2. In : Phys. Rev. A., vol. **2**, nr. 5, 1970, p. 1989—2000.

[27] *Barton, M. K.* Electric dissociations of CO_2. In : Phys. Letters, A. vol. **32**, nr. 3, 1970, p. 173—174.

[28] *Howard, P.R.* Insulation properties of compressed gases. In : Proc. IEE, **103** A, 2, 1956, p. 47—68, şi Proc. IEE, **104** A, nr. 8, p. 123—138.

[29] *Tănăsescu, Fl.* ş.a. Factori ce influenţează tensiunile de străpungere a CO_2 sub presiune. In : Vol. III — Conferinţa a III-a a electricienilor, 1970.

[30] *Tănăsescu, Fl.* Gazele sub presiune şi distanţe mici de eclatare, utilizate în construcţia echipamentelor de înaltă tensiune. Sinteză documentară. ODPT, nr. 8, 1975.

[31] *Cohen, E. H.* The electric strenght of high compressed gases. In : Proc. IEE, **103** A, nr. 2, 1956, p. 57—68.

[32] *Cramariuc, R., Tănăsescu Fl., Rada Narcis, Jeflea, S.* Generator de înaltă tensiune de 2 McV. Doc. Int. ICPE, 1970.
[33] *Trumpf, J., Safford, F.* D. C. breakdown strenght of air and freon in a uniform field at high pressure. In: Trans. of AIEE **60**, 1941, p. 132—135.
[34] *Howell, A. H.* Breakdown studies in compressed gases. În: Trans. AIEE **58**, 1939, p. 193—106.
[35] *Finkelmann, E.* Der elektrische Durchschlag verschiedener Gase unter hohen Druck. In: Archiv für Elektr. **31**, 1937, p. 282—286.
[36] *Trumpf, J.* New developments in high voltage technology. In: IEE Transactions on Nuclear Science, Iune, 1967, p. 113—121.
[37] *Zeir, O.* Durchschlaguntersuchungen in comprimierten Gasen und flüssiger Kohlensäure. In: Ann. de Phys. **14**, 1932, p. 415—447.
[38] *Geballe, R.* ş.a. A condition on uniform field breakdown in electron-attaching gases. In: Physical Rev., vol. **92**, 1953, p. 867—868.
[39] *Trump, J. G.* ş.a. High voltage d.c. flashover of solid insulators in compressed nitrogen. In: Trans. AIEE **60**, 1941, p. 986—990.
[40] *Bouvier, B., Fallou, B.* Caractéristiques diélectriques de l'héxafluorure de soufre et de mélanges d'azote et d'héxafluorure de soufre. In: Bull. SFE, tom **75**, nr. 2, 1966, p. 174—182. á
[41] *Takuma, T., Waranabe, T.* Theoretical analysis of discharge characteristics in high-pressure SF_6 gas. In: Electrical Engineering in Japan, vol. **90**, nr. 4, 1970, p. 26—33, şi nr. 6, 1970, p. 227—234.
[42] *Pederson, A.* Criteria for spark breakdown in sulfur hexafluoride. In: Trans. of IEE, PAS—**89**, nr. 8, 1970, p. 2043—2048.
[43] *Bhala, M. S., Craggs, J.* Measurements of ionisation and attachment coefficients in SF_6 in uniform field. In: Phys. Soc. **80**, 1962, p. 151—160.
[44] *Bartlett, N.* Les composés des gaz nobles. In: Endeavour, vol. **XXX**, nr. 14, 1972, p. 107—112.
[45] *Felici, Neol, Marchal, Y.* Nouvelles rechèrches sur la rigidité diélectrique des gaz comprimés. In: RGE, tome **LVII**, nr. 4, 1948, p. 155—162.
[46] *Ganger, B.* Die elektrische Festigkeit verdichter Gase. In: Arch. für Elektr., **34**, 1940, p. 633—652 şi 701—712.

Intrat în redacţie la 2.VIII.1976

CZ 621.319.53.014 : 621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS
REGIM APERIODIC
COEFICIENT DE SINTEZĂ

Sinteza generatorului de impuls de curent în regim aperiodic

ARABADJI PETRE * — BUCUREŞTI

Introducere

Cu ridicarea continuă a performanţelor tehnice solicitate şi realizate de echipamentul electric, se desfăşoară un proces analog, relativ la instalaţiile de încercări. Dar pe măsură ce complexitatea acestor instalaţii creşte capătă o pondere tot mai însemnată aspectul economic al problemei, care se reflectă şi condiţionează soluţionarea tehnică. Cu alte cuvinte, dacă iniţial ponderea principală o reprezintă găsirea soluţiei sau soluţiilor tehnice, prin prisma condiţiilor economice trebuie să se găsească soluţia tehnică cea mai avantajoasă. Numai astfel se poate explica cum instalaţii care realizează încercări de aparate, uneori în condiţii extrem de diferite, au ajuns să fie reunite într-un singur ansamblu cu condiţia ca părţi importante ale ansamblului să servească ca elemente comune tuturor instalaţiilor individuale.

În tehnica tensiunilor înalte un exemplu tipic îl reprezintă bateriile de condensatoare şi elementele de asamblare, pe scheletul cărora se recomandă să se realizeze diverse instalaţii ca, de exemplu, pentru încercarea descărcătoarelor: generatorul de impuls de curent de formă 8/20 μs; generatorul pentru unda 4/10 μs; generatorul de impuls de curent de lungă durată, care la rîndul său trebuie să furnizeze diferite forme de undă, conform unor reglementări internaţional acceptate [1].

Întrucît numai o analiză a circuitului nu este suficientă, pentru că nu prezintă garanţia găsirii unei soluţii avantajoase, se impune o sinteză a circuitului, adică pornind de la parametrii impuşi ai undei să se găsească circuitul care furnizezează unde respective.

Această lucrare îşi propune să treacă de la faza de analiză la cea de sinteză a generatorului de impuls de curent în regim aperiodic, în cazul circuitului liniar.

1. Stabilirea şi discuţia ecuaţiei în x

Circuitul fiind cel din figura 1, în care C, L, R reprezintă valorile capacităţii, inductivităţii şi respectiv rezistenţei, în [9] este dată metodica de stabilire a ecuaţiei în x, care poate fi rezumată astfel:

— se scrie ecuaţia circuitului:

$$U = R_i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int_0^t i\mathrm{d}t, \qquad (1)$$

* Ing. *P. Arabadji* este cercetător ştiinţific la Institutul de Cercetări pentru Industria Electrotehnică — Bucureşti.

unde: U este tensiunea de încărcare a condensatorului înainte de stabilirea curentului prin amorsarea E_a;

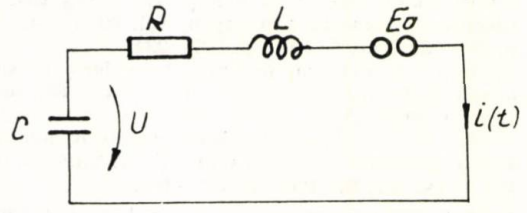


Fig. 1. Schema generatorului de impuls de curent.

— prin aplicarea transformatei Laplace și revenirea în original se obține expresia curentului pentru regimul aperiodic:

$$i(t) = Ie^{-\delta \cdot t} \operatorname{sh}\omega_e \cdot t, \tag{2}$$

în care:

$$I = \frac{U}{\omega_e \cdot L}; \quad \delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad \omega_e^2 = \delta^2 - \omega_0^2, \text{ cu condiția } \delta > \omega_0;$$

— forma undei de curent este impusă prin doi parametri: timpul frontului (t_f) și durata semiamplitudinii pe spatele undei (t_s), așa cum rezultă din figura 2;

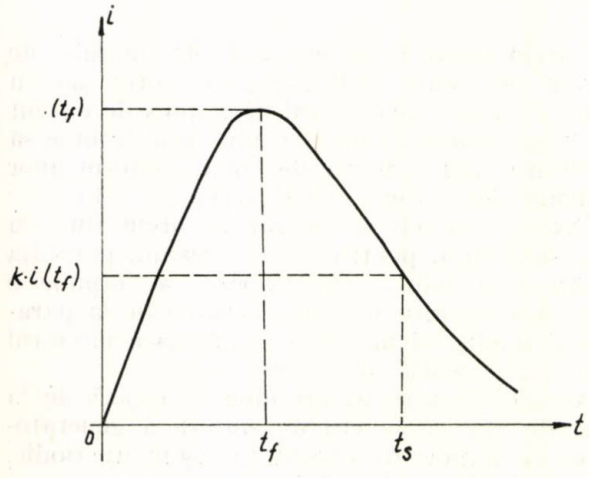


Fig. 2. Punctele determinative ale impulsului de curent.

— observînd că numărul condițiilor impuse undei este egală cu cel al parametrilor care dictează forma, adică δ și ω_e, se pun două condiții matematice care formează un sistem, avînd ca necunoscute δ și ω_e, sistem format din ecuațiile:

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}(t_f) = 0 \\ k \cdot i(t_f) = i(\mathcal{N} \cdot t_f). \end{cases} \tag{3}$$

Prima ecuație a sistemului stabilește condiția ca valoarea maximă a undei să aibă loc la timpul t_f, iar a doua impune ca la timpul $t_s = \mathcal{N} \cdot t_f$ unda să aibă valoarea $k \cdot i(t_f)$, unde $i < 1$ și $\mathcal{N} > 1$. Din sistemul (3) se obține ecuația transcendentă, echivalentă sistemului:

$$(e^{2\mathcal{N} \cdot x} - 1) \cdot e^{(1-\mathcal{N})\,(1\operatorname{cth} x) \cdot x} - k(e^{2x} - 1) = 0, \tag{4}$$

în care $x = \omega_e \cdot t_f$.

Toate aceste etape au fost parcurse în detaliu în [7], urmînd să stabilim în, continuare, ce posibilități de sinteză a circuitului oferă această ecuație.

Notăm membrul stîng al ecuației (4) cu $f(x)$:

$$f(x) = f_1)(x) - f_2(x), \tag{5}$$

în care: $f_1(x)$ are ca parametru doar $\mathcal{N}$. iar $f_2(x)$ are ca parametru doar i.

Este clar că ecuația $f(x) = 0$ are sau nu soluții reale după cum curbele $f_1(x)$ îi $f_2(x)$ se intersectează sau nu, iar aceasta depinde de perechea de valori a parametrilor $\mathcal{N}$ și k.

Dar, la rîndul ei, existența sau inexistența unei soluții aparținînd corpului numerelor reale furnizează informații asupra compatibilității sau incompatibilității fizice a condițiilor impuse undei prin $\mathcal{N}$ și i.

2. Sinteza circuitului pe baza soluției ecuației f (x) = 0

Sistemul (3) și deci ecuația (4) determină univoc valorile ω_e și δ, care asigură forma de undă solicitată prin $\mathcal{N}$ și k.

Dar la rîndul ei perechea (δ, ω_e) conține cei trei parametri ai circuitului R, L, C, care determină forma impulsului de curent.

Deci, unul din parametri, de exemplu, R, rămîne liber, și este foarte util astfel întrucît de obicei R reprezintă chiar rezistența obiectului de încercat, urmînd ca adaptarea circuitului pentru a furniza unda dorită să se facă din L și C sau, eventual, și prin ajustarea rezistenței obiectului la valoarea convenabilă, prin rezistențe adiționale.

Sub aspect energetic desigur că este de dorit ca rezistența circuitului să fie minimă, adică numai a obiectului de încercat, urmînd să se determine corespunzător L și C pentru a obține forma de undă necesară.

Pentru a exprima L și C funcție de x, R, t_f, vom observa că din relația de definiție a lui x rezultă $\omega_e = \dfrac{x}{t_f}$, iar din prima ecuație a sistemului (3) se poate decuce: $\delta = \dfrac{x \cdot \operatorname{cth} x}{t_f}$.

Din relaţiile de definiţie a lui δ şi ω_e, rezultă imediat :

$$L = \alpha \cdot R \cdot t_f ; \tag{6}$$

$$C = \beta \cdot \frac{t_f}{R}, \tag{7}$$

în care :

$$\alpha = \frac{th x}{2x} \text{ şi } \beta = \frac{\text{sh}2x}{x} \cdot \tag{8}$$

Valorile lui L şi C, determinate cu relaţiile (6) şi respectiv (7), asigură faptul că unda va avea maximumul (i_{max}) la valoarea t_f, iar la timpul ($\mathcal{N} \cdot t_f$) va avea valoarea ($k \cdot i_{max}$), corespunzător rezistenţei de sarcină R.

Este interesant de remarcat că, întrucît L şi C sînt direct şi respectiv invers proporţionale cu R, pentru un acelaşi x se pot determina limitele de variaţie a lui L şi C, funcţie de toleranţele admise pentru t_f.

Ordinea logică a determinărilor este, deci, următoarea :

$$(\mathcal{N}, k) \Rightarrow x \Rightarrow \alpha, \beta.$$

Pentru un tabel de sinteză este suficient acest cîmp de valori, întrucît determinarea lui L şi C se face prin simple operaţii aritmetice, funcţie de rezistenţa circuitului şi de timpul necesar al frontului undei.

Se pune problema dacă nu cumva trebuie avute în vedere precauţii speciale (întrucît R este arbitrar) ca să fie respectată condiţia de funcţionare în regim aperiodic $\delta > \omega_0$.

Această condiţie se transpune în relaţia :

$$R > 2\sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \tag{9}$$

În ipoteza că metodica este respectată şi, deci, L şi C se calculează cu relaţiile (6) şi, respectiv (7), rezultă :

$$2\sqrt{\frac{L}{C}} = R.\ \text{th}x.$$

Înlocuind în relaţia (9) :

$$R > R \cdot \text{th}x,$$

condiţie care este respectată penru că $\text{th}x < 1$.

Rezultă că se poate avea în vedere orice R şi că, respectînd relaţiile (6) şi (7), condiţia de aperiodicitate este implicit îndeplinită.

Este interesant de exprimat $i(t)$ în funcţie de x, fapt ce este posibil prin înlocuirea în (2) a lui ω_e, δ, L în funcţie de x şi t_f. Se obţine :

$$i(t) = \frac{U}{R} \cdot \frac{2}{\text{th}x} \cdot e^{-\frac{x}{\text{th}x} \cdot \frac{t}{t_f}} \cdot \text{sh}\left(x \cdot \frac{t}{t_f}\right) \cdot \tag{10}$$

Din relaţia (10) se deduce, foarte clar, rolul lui x în determinarea formei impulsului de curent. Se observă că U, R, t_f nu au decît rolul unor factori de scară şi că numai x determină evoluţia în timp a curentului. Faptul poate fi pus mai pregnant în evidenţă scriind relaţia (10) în mărimi normalizate, adică :

$$i_n(\tau) = \frac{2}{\text{th}x} \cdot e^{-x \cdot \text{cth}x \cdot \tau} \cdot \text{sh}(x \cdot \tau), \tag{11}$$

în care :

$$i_n(\tau) = i(\tau)/\frac{U}{R} \text{ şi } \tau = \frac{t}{t_f} \cdot$$

Nu lipsit de interes este determinarea tensiunii de încărcare a generatorului pentru ca acesta să furnizeze o amplitudine i_{max} necesară, în condiţiile respectării formei de undă dictată de $\mathcal{N}$ şi k.

Se ştie că :

$$i_{max} = i(t_f). \tag{12}$$

Înlocuind $t = t_f$ în relaţia (10), ţinînd seama de (12) şi efectuînd cîteva calcule elementare, se obţine :

$$U = \gamma \cdot R \cdot i_{max}, \tag{13}$$

unde :

$$\gamma = \frac{e^{(x \cdot \text{cth}x)}}{2\ \text{ch}x} \cdot$$

Completînd şirul logic al operaţiunii de sinteză a circuitului, rezultă :

$$(\mathcal{N}, k) \Rightarrow x \Rightarrow (\alpha, \beta, \gamma) \Rightarrow (L_j, C_j, U_j),$$

în care L_j reprezintă un element din şirul valorilor L determinat de acelaşi x, de $R = 1\Omega$ şi de valoarea $t_{f(j)}$ aparţinînd şirului t_f cuprins între limitele $t_{f(-n)}$ şi $t_{f(+n)}$, determinate de toleranţele admise pentru timpul frontului t_f :

$$L_f = \alpha \cdot t_{f(j)}.$$

Pentru un R oarecare rezultă $L = R.\ L_j$.

Analog se definesc :

$$\begin{aligned} C_j &= \beta \cdot t_{f(j)} ; & C &= C_j/R ; \\ U_j &= \gamma \cdot i_{max} ; & U &= R \cdot U_j . \end{aligned} \tag{14}$$

În acest mod s-a stabilit un prim cîmp al valorilor L şi C, care asigură forma necesară pentru impulsul de curent, dar numai pentru o singură pereche ($\mathcal{N}$, k) şi, deci, o singură valoare x.

În practică, reglementările internaţionale acordă, cum este şi firesc, un domeniu de toleranţe pentru timpul frontului t_f şi pentru timpul celui de-al doilea punct determinativ, pe spatele undei t_s.

Fie acest dublu cîmp definit astfel:

$$(t_f) : t_{f(j)} \in [t_{f(-n)}, t_{f(+n)}], \qquad (t_s) : t_{s(j)} \in [t_{s(-n)}, t_{s(+n)}]. \tag{15}$$

Pentru oricare altă valoare a lui R valorile corespunzătoare sînt:

$$L_{jp}^{(R)} = R \cdot L_{jp}; \; C_{jp}^{(R)} = \frac{C_{ip}}{R}; \; U_j(R) = R \cdot U_j.$$

Practic, această metodică se materializează în tabelul 1 avînd exemplificaţiile expuse în capitolul „Aplicaţie numerică".

Tabelul 1

k	$t_{f,p}$	$\mathcal{N}=\mathcal{N}_{-n}$ $(X=X_{-n})$			$\mathcal{N}=\mathcal{N}_o$ $(x=x_o)$			$\mathcal{N}=\mathcal{N}_n$ $(x=x_n)$	
		$L_{-n,\,p}$	$C_{-n,\,p}$		$L_{o,\,p}$	$C_{o,\,p}$		$L_{n,\,p}$	$C_{n,\,p}$
	$t_{f(-n)}$	$L_{-n,\,-n}$	$C_{-n,\,-n}$		$L_{o,-n}$	$C_{o,-n}$		$L_{n,\,-n}$	$C_{n,\,-n}$
	$t_{f(-n+1)}$	$L_{-n,\,-n+1}$	$C_{-n,\,n+1}$		$L_{o,-n+1}$	$C_{o,-n+1}$		$L_{n,\,-n+1}$	$C_{n,-n+1}$
$k.$									
	$t_{f(+n)}$	$L_{-n,\,n}$	$C_{-n,\,n}$		$L_{o,n}$	$C_{0,\,n}$		$L_{n,\,n}$	$C_{n,\,n}$

În această notare simetrică cu indice $(-n)$ şi $(+n)$ trebuie specificat că $t_{f(0)}$ şi $t_{s(0)}$ reprezintă valorile „nominale" ale undei, aşa cum este prezentată în norme, de exemplu, $t_{f(0)} = 8\ \mu s$ şi $t_{s(0)} = 20\ \mu s$ pentru unda 8/20, iar $t_{f(-n)} = 7\ \mu s$, $t_{f(+n)} = 9\ \mu s$, $t_{s(-n)} = 18\ \mu s$, $t_{s(+n)} = 22\ \mu s$, conform [1].

Rezultă domeniul valorilor pentru $\mathcal{N}_j \in [\mathcal{N}_{min}, \mathcal{N}_{max}]$, în care:

$$\mathcal{N}_{min} = \frac{t_{s(-n)}}{t_{(f+n)}}; \qquad \mathcal{N}_{max} = \frac{t_{s(+n)}}{t_{f(-n)}}. \tag{16}$$

Deci, elementul curent al şirului de valori $\mathcal{N}$ este $\mathcal{N}_j = \dfrac{t_{s(j)}}{t_{f(j)}}$.

Cu aceste precizări se poate stabili cîmpul complet al sintezei generatorului de impuls de curent în regim aperiodic şi care este pus în evidenţă de următoarea succesiune logică:

$$\left\{\begin{array}{l} (k, \mathcal{N}_f) \Rightarrow x_j \Rightarrow (\alpha_j, \beta_j, \gamma_j) \Rightarrow (L_{jp}, C_{jp}, U_j), \\ \text{în care:} \\ \qquad p \in [-n, n]; \; j \in [-n, n]; \\ \qquad \alpha_j = \dfrac{\text{th}x_j}{2x_j}; \; \beta_j = \dfrac{\text{sh}2x_j}{x_j}; \; \gamma_j = \dfrac{e^{x_j \cdot \text{cth}x_j}}{2\text{ch}x_j}; \\ \qquad L_{jp} = \alpha_j \cdot t_{f(p)}; \; C_{jp} = \beta_j \cdot t_{f(p)}; \\ \qquad U_j = \gamma_j \cdot i_{max}; \; R = 1\ \Omega. \end{array}\right. \tag{17}$$

Acest tabel are unele spaţii necompletate, fie datorită faptului că ecuaţia (4) nu are soluţie în corpul numerelor reale pentru anumite perechi $(k, \mathcal{N})$, fie datorită incompatibilităţii perechii $(\mathcal{N}, t_f)$ cu limitele lui t_s.

Şi astfel, întreaga gamă a valorilor posibile pentru R, L, C, care să genereze un impuls de curent de formă prestabilită prin parametrii k, $\mathcal{N}$, a fost acoperită.

Cunoscînd aproximativ domeniul lui R, determinat de natura obiectelor încercate, se poate construi un generator de impuls de curent care să ofere maximă elasticitate în adaptarea circuitului pentru obţinerea impulsului dorit.

3. Stabilitatea răspunsului circuitului

„Perturbaţii" ale valorilor elementelor circuitului faţă de cele determinate teoretic pot proveni, fie din execuţia practică a circuitului, unde toleranţele pot juca un rol însemnat, fie din modificări ale valorilor rezistenţelor datorită efectului caloric, fie datorită unor inductivităţi parazite (capacităţile parazite au un rol mai puţin însemnat datorită capacităţilor proprii relativ mari ale circuitului), fie, la frecvenţe ridicate, prin manifestarea, într-o măsură mai însemnată, a efectului pelicular.

Deci, funcţie de acurateţea cu care se doreşte să se obţină impulsul de curent, relativ la formă şi amplitudine, trebuie să ţină seamă de toate aspectele precizate anterior şi, acolo unde este posibil, să se ia în consideraţie la ajustarea valorilor parametrilor circuitului.

Dar desigur că și aceste precauții au o limită practică și atunci se impune să vedem în ce condiții circuitul oferă o stabilitate optimă.

După cum s-a arătat:

$$L = \alpha(x) \cdot R \cdot t_f;$$

$$C = \beta(x) \cdot \frac{1}{R} \cdot t_f.$$

Aceasta înseamnă că timpul frontului t_f este proporțional cu inductivitatea și invers proporțional cu $\alpha(x)$ și rezistența R, adică:

$$t_f = \frac{L}{\alpha(x) \cdot R} \cdot \tag{18}$$

Din relația (18) rezultă că o stabilitate mai mare la variații mici ale inductivității se obține cînd panta caracteristicii este mai mică, adică pentru valori mai ridicate ale rezistenței.

Din considerente matematice asemănătoare un efect similar se obține și prin alegerea unui α, cît mai mare posibil, adică să se adopte o undă cu un $\mathcal{N}$ cît mai mare. Dar în acest caz trebuie avut în vedere că se micșorează domeniul la dreapta a lui t_f și deci și abaterile spre valori superioare ale inductivității. Desigur că domeniul de abatere la stînga a lui t_f crește corespunzător.

Din punct de vedere al capacității se poate scrie:

$$t_f = \frac{R}{\beta(x)} \cdot C. \tag{19}$$

Din (19) se constată că t_f este proporțional cu C și o stabilitate mai mare, deci o pantă mai mică a caracteristicii presupune o rezistență cît mai mică, ceea ce este în contradicție cu condiția referitoare la inductivitate. Pe de altă parte se impune un $\beta(x)$ cît mai mare, adică un $\mathcal{N}$ cît mai mare.

Ca o concluzie de ansamblu, relativ la stabilitate, rezultă că este de dorit să se adopte inițial, desigur în toleranțele admise, o undă cu un $\mathcal{N}$ cît mai mare, atît din motivele arătate mai sus, cît și datorită scăderii coeficientului γ, care dă tensiune de încărcare pentru obținerea unei anumite intensități maxime, cu creșterea lui $\mathcal{N}$.

Demonstrarea faptului că, valoarea lui α scade, a lui β crește și a lui γ scade cu creșterea lui $\mathcal{N}$, se face relativ simplu cu relațiile (8), (13) și studiul funcțiilor f_1 și f_2 din (5).

Din punct de vedere al rezistenței însă, întrucît cerințele sînt contradictorii, așa cum rezultă din (18) și (19), trebuie realizat un compromis, funcție de precizia elementelor fizice disponibile și fără a neglija aspectul energetic al problemei, care constă în faptul că tensiunea de încărcare a condensatoarelor trebuie să crească cu creșterea rezistenței și deci și energia lor.

Întrucît elementul mai puțin pretabil la „ajustare" este capacitatea, autorul opinează pentru respectarea cu precădere a condiției impusă de capacitate, adică o rezistență mai mică, chiar dacă aceasta implică o valoare mai mare a capacității. Aceasta se justifică și prin faptul că în timp ce energia condensatoarelor este „numai" proporțională cu capacitatea, ea este proporțională cu pătratul tensiunii de încărcare și aceasta scade cu scăderea rezistenței circuitului.

4. Aplicație numerică

Pe baza metodei de sinteză prezentată în capitolele precedente se determină valorile parametrilor unui generator de impuls de curent care, funcționînd în regim aperiodic, să genereze o undă cu timpul frontului în intervalul (7 ÷ 9) μs și durata semiamplitudinii pe spatele undei în intervalul (18 ÷ 22) μs, undă care corespunde unor reglementări internaționale precizate în [1].

Utilizînd notațiile din lucrare, cunoaștem ca date inițiale:

$k = 0{,}5$; $t_{f(-n)} = 7 \cdot 10^{-6}$ s; $t_{f(+n)} = 9 \cdot 10^{-6}$ s;

$t_{s(-n)} = 18 \cdot 10^{-6}$ s; $t_{s(+n)} = 22 \cdot 10^{-6}$ s.

Se pot deduce:

$$\mathcal{N}_{\min} = \frac{t_{s(-n)}}{t_{f(+n)}} = \frac{18 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 10^{-6}} = 2,$$

$$\mathcal{N}_{\max} = \frac{t_{s)+n)}}{t_{f(-n)}} = \frac{22 \cdot 10^{-6}}{7 \cdot 10^{-6}} = 3{,}1.$$

Rezolvînd cu ajutorul unui calculator numeric HEWLETT — PACKARD 9100 A ecuația (4) pentru $k = 0{,}5$ și $\mathcal{N}$ variind în intervalul [2;3,1] cu un pas de 0,1, s-au obținut sau nu soluții reale, iar apoi s-au calculat α, β, γ, rezultatele fiind prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

k	$\mathcal{N}$	x	α	β	γ
0,5	2	/	/	/	/
	2,1	/	/	/	/
	2,2	/	/	/	/
	2,3	/	/	/	/
	2,4	/	/	/	/
	2,5	/	/	/	/
	2,6	/	/	/	/
	2,7	0,1692946952	0,4952773519	2,0384339069	1,352731345
	2,8	0,393915449	0,4756487554	2,213408881	1,326297396
	2,9	0,5225995647	0,4589593091	2,384562826	1,304104283
	3	0,6194394128	0,4445451672	2,552333913	1,285167673
	3,1	0,6985403320	0,4319295701	2,717137901	1,268785599

Tabelul 3

k	t_f, μs	$x = 2,6$ ($x = /$)		$x = 2,7$ ($x = 0,1692946952$)		$x = 2,8$ ($x = 0,39391544$)		$x = 2,9$ ($x = 0,5225995637$)		$x = 3,0$ ($x = 0,6194394128$)		$x = 3,1$ $x = 0,6985403320$)	
		L_{jp}, μH	C_{jp}, μF	L_{jp}, μH	C_{jp}, μF	L_{jp} μH	C_{jp}, μF	L_{jp}, μH	C_{jp}, μF	L_{jp}, μH	C_{jp}, μF	L_{jp}, μH	C_{jp}, μF
	7,0	/	/	3,46	14,26	3,33	15,49	3,21	16,69	3,11	17,86	3,02	19,02
	7,2	/	/	3,56	14,67	3,42	15,93	3,30	17,17	3,2	18,37	—	—
	7,4	/	/	3,66	15,08	3,52	16,37	2,39	18,12	—	—	—	—
	7,6	/	/	3,76	15,49	3,61	16,82	—	—	—	—	—	—
	7,8	/	/	3,86	15,89	3,71	17,26	—	—	—	—	—	—
0,5	8,0	/	/	3,96	16,31	—	—	—	—	—	—	—	—
	8,2	/	/	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	8,4	/	/	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	8,6	/	/	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	8,8	/	/	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	9,0	/	/	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Se constată, deci, că nu există într-un circuit liniar, de tipul celui analizat, o undă aperiodică care să aibă semiamplitudinea pe spatele undei, la un timp mai mic sau egal cu de 2,6 ori timpul frontului.

Aceasta înseamnă că într-un circuit liniar de acest tip așa-numita undă 8/20 μs nu poate fi generată în regim aperiodic la valorile t_f și t_s luate ca atare (întrucît $\mathcal{N} = 2,5$), ci numai în domeniul admis de toleranțe.

Precizarea că această afirmație este valabilă n cazul circuitului liniar trebuie interpretată și în sensul că dacă rezistența este neliniară, așa cum este cazul descărcătoarelor, s-ar putea să fie posibilă și obținerea unor impulsuri cu $\mathcal{N} < 2,7$.

Acest fapt va fi demonstrat într-o lucrare viitoare.

Cu valorile α și β astfel determinate, pentru $R = 1\ \Omega$ se pot calcula valorile L_{jp} și C_{jp} cu relațiile (17), valorile fiind trecute în tabelul 3.

În acest tabel a fost marcat explicit că pentru $\mathcal{N} = 2,6$ nu există soluție, iar pentru $\mathcal{N} \geqslant 2,7$ nu au fost determinate decît acele valori care prezintă interes. De exemplu, pentru $\mathcal{N} = 2,7$ valori ale lui t_f egale sau superioare lui $8,2 \cdot 10^{-6}$ nu sînt interesante pentru că determină un timp t_s mai mare decît limita superioară admisă de $22 \cdot 10^{-6}$ s.

Se mai poate constata că prin acest studiu au fost determinate limitele în care capacitatea circuitului și respectiv inductivitatea poate avea valori în condițiile respectării formei dorite a impulsului.

Dacă ne-am fi limitat numai la o singură pereche $(k,\mathcal{N})$ de exemplu (0,5 ; 2,7), domeniul admisibil pentru capacitate ar fi oferit posibilități de alegere în interiorul a circa 2 μF (între 14,26 și 16,31), pe cînd studiul complet lărgește acest domeniu la circa 5 μF, adică la mai mult decît dublu, ceea ce nu este deloc de neglijat mai ales în tehnica tensiunilor înalte unde fiecare „μF" contează.

Pentru oricare altă valoare a rezistenței $R \neq 1$ se poate determina inductivitatea corespunzătoare prin multiplicarea valorii din tabel cu R, iar pentru capacitate, prin împărțire la R.

Numeroase experimentări făcute în joasă tensiune, unde posibilitățile de modificare a parametrilor circuitului sînt mai mari au arătat o apropiere foarte mare între rezultatele teoretice și experimentale. De exemplu în

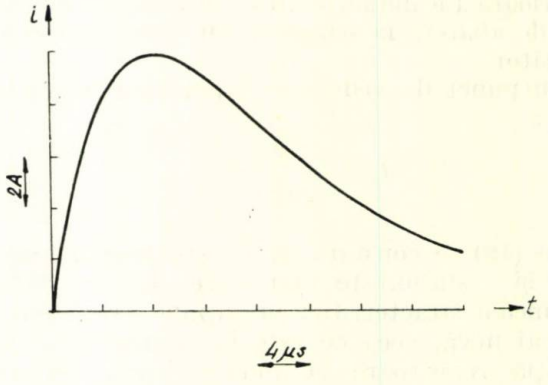


Fig. 3. Impulsul de curent obținut pentru $R = 1,2\ \Omega$; $L = 3,75$ μH ; $C = 13,6$ μF ; $U = 16,2$ V.

figura 3 este reprezentată curba $i(t)$ experimentală pentru $R = 1,2\ \Omega$; $L = 4,75 \cdot 10^{-6}$H ; $C = 13,6 \cdot 10^{-6}$ F ; $U = 16,2$ V, care corespund la $t_f = 8 \cdot 10^{-6}$ s ; $k = 0,5$; $\mathcal{N} = 2,7$; $i_{max} = 10$ A.

La scara mărimilor utilizate în figura 3, pentru un domeniu de timp util adică $t \in [0 ; 40]$ μs curba experimentală este, practic, identică cu cea teoretică.

5. Concluzii

1. Soluția ecuației transcendente (4) conține toate informațiile referitoare la forma impulsului de curent, așa cum sînt precizate în reglementările internaționale [1]. Cu ajutorul acestei soluții x, se pot determina parametrii circui-

tului : rezistenţă, inductivitate, capacitate, tensiune de încărcare, care să asigure forma şi amplitudinea necesară ce caracterizează impulsul de curent. De aceea x poate fi denumit „coeficientul de sinteză al generatorului".

2. Funcţie de toleranţele admise pentru parametrii undei de curent, metodica prezentată, furnizează întreaga gamă posibilă a valorilor inductivităţii şi capacităţii, funcţie de rezistenţa circuitului în regim aperiodic sau, în altă interpretare, pentru cazul în care, implicit, amplitudinea polarităţii inverse este nulă.

3. În lucrare au fost prezentate modalităţile de obţinere a unei stabilităţi optime a circuitului.

4. Metodica de sinteză se aplică generatoarelor de impuls de curent cu parametri liniari şi cu o aproximaţie destul de bună, pentru circuitele cu rezistenţă neliniară dar „liniarizate", prin înscrierea unei rezistenţe liniare de valoare corespunzătoare sau pentru cazul în care se poate considera că pe intervalul de timp util, căderea de tensiune la bornele rezistenţei neliniare este constantă, aşa cum este cazul descărcătoarelor.

5. Lucrarea face parte dintr-o serie avînd drept scop sinteza generatorului în toate regimurile de funcţionare posibile, atît pentru cazul parametrilor liniari, cît şi pentru cei neliniari, punînd astfel la dispoziţie un aparat matematic de sinteză a unui generator complex, optimizat.

Bibliografie

[1] * * * Internatiional Electrotechnical Commission. Publication 99—1 : Lightning Arresters.
[2] *Guillemin, E.* Theory of Linear Physica l Systems. New-York. John Wiley and Sons, Inc.
[3] *Skilling, H.* Electrical Engineering Circuits. New-York. John Wiley Sons, Inc.
[4] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.
[5] *Hayt, W.* Engineering Circuit Analysis. Mac Graw-Hill, 1962.
[6] *Cassell, B.* Linear Electric Circuits. J. Wiley, 1964.
[7] *Arabadji, P.* Contribuţii la studiul generatorului de impuls, curent de mare amplitudine. In: Electrotehnica **20**, 1972, nr. 6.

Intrat în redacţie la 15.VIII.1976

REGIM DEFORMANT
PROCES STOCHASTIC
FILTRE OPTIMALE
SIMULARE CIFRICĂ

CZ 621.313.335 : 621.318.73

Compensarea autooptimală a regimului deformant

MIHAIL VOICU * — IAŞI

1. Introducere

Extinderea utilizării energiei electrice în acţionarea electrică a laminoarelor, în tracţiunea electrică, şi, în general, prin conectarea la reţea a unor receptoare neliniare, a impus definirea regimului permanent periodic nesinusoidal sau deformant şi reluarea în discuţie, într-un cadru general, a problemei circulaţiei şi bilanţului energiei în marile reţele electrice. Este ştiut că C. Budeanu a introdus în electrotehnică noţiunile şi mărimile de energie şi putere deformantă în strînsă corelaţie cu energia şi puterea aparentă, activă şi reactivă [1—4].

Teoria regimului deformant şi calculul filtrelor de compensare a regimului deformant au plecat de la ipoteza, conform căreia regimul deformant este un proces determinist.

Acest articol îşi propune ca, pornind de la un nou punct de vedere [5, 6], conform căruia regimul deformant este un proces stochastic, să abordeze tema compensării regimului deformant ca problemă de sinteză a unor filtre optimale autoacordabile.

2. Stadiul actual

2.1. Surse de armonici superioare. Sursele de armonici superioare din reţelele electrice industriale sînt clasificate [7]—[9] în două grupe, şi anume :

a. Generatoare de armonici superioare de tensiune (maşinile sincronă şi asincronă, transformatorul).

b. Generatoare de armonici superioare de curent (redresorul, arcul electric, efectul corona, figura 1, $\underline{Z}_k$ fiind impedanţa de ordin k a reţelei, $\underline{Y}_k$ — admitanţa de ordin k a receptorului). Acesta este cazul majorităţii receptoarelor deformante astfel că, drept cauze ale regimului deformant, se pot considera sursele de curent $\underline{I}_k$ conţinute de receptor.

Observaţiile experimentale sprijină afirmaţia de mai sus, sub rezerva că modulul şi faza curentului $\underline{I}_k$ rămîn constante numai pe inter-

* Dr. ing. *Mihail Voicu* este şef de lucrări la catedra de utilizări electrice şi auzomatizări a Facultăţii de electrotehnică din Iaşi

vale mici de timp. Analizele armonice efectuate la C.S.-Galaţi [8], arată că în cazul marilor consumatori de energie electrică, modulul şi faza curentului $\underline{I}_k^c$ (fig. 1) au variaţii frecvente imprevizibile.

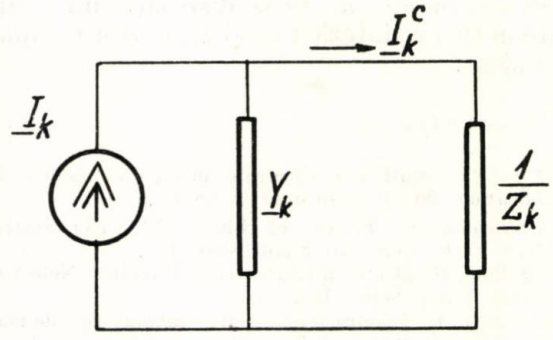


Fig. 1. Generator de armonică superioară de curent.

2.1. Mijloace de compensare. Limitarea circulaţiei armonicilor superioare în întreg sistemul electric se realizează, printre altele, în principal, prin conectarea la barele receptoarelor deformante a unor filtre.

Calculul parametrilor porneşte obişnuit de la condiţia de rezonanţă a acestora pe o frecvenţă sau pe mai multe frecvenţe armonice. În plus, se au în vedere condiţii de optimum tehnico-economic, deoarece condensatoarele pot fi utilizate şi pentru ameliorarea factorului de putere.

Din analiza procedeelor uzuale de calcul al filtrelor se constată că acestea se fundamentează pe următoarele ipoteze [10]:

a. Curenţii şi tensiunile sînt funcţii de timp deterministe, permanent periodice, care satisfac condiţiile lui Dirichlet, astfel că acestea se pot descompune în serii Fourier pentru $0 \leqslant t < +\infty$. Consecinţă a acestei ipoteze este schema din figura 1.

b. Admitanţa receptorului este, practic, nulă în modul pentru frecvenţe armonice.

c. Influenţa impedanţei reţelei asupra filtrului este redusă datorită ipotezei b.

În condiţii concrete aceste ipoteze nu sînt satisfăcute. Tensiunile şi curenţii nu sînt funcţii periodice, deoarece modulele şi fazele armonicelor superioare variază întîmplător. Ultimele două ipoteze nu pot fi admise decît pentru anumite cazuri particulare. Influenţa impedanţei reţelei, prin rezonanţele care pot apărea pe anumite frecvenţe, este uneori imposibil de neglijat.

3. Regimul deformant ca proces stochastic

3.1. Definiţii. Prin regim deformant într-o reţea electrică se înţeleg fenomenele descrise de funcţii de timp $f(t)$, $t \in R$, nesinusoidale, periodice, de perioadă T, numai pe intervale $I_\mu \subset R$, $\mu \in N$, astfel încît au loc relaţiile:

$$f(t) = f(t + T), \quad \forall t, t + T \in I_\mu; \tag{1}$$

$$\bigcup_{\mu \in N} I_\mu = R, \quad \bigcap_{\mu \in N} I_\mu = \emptyset. \tag{2}$$

Prin armonică superioară (de tensiune sau de curent) se înţelege o funcţie $f_k(t)$, $t \in R$, sinusoidală, de frecvenţă constantă multiplu întreg al unei frecvenţe fundamentale $f = 1/T$, de amplitudine şi fază constante pe $I_\mu \in R$, $\mu \in N$, astfel încît să fie satisfăcute relaţiile (2).

Prin receptor deformant se înţelege un grup de consumatori de energie electrică, producători în ansamblu ai regimului deformant.

În aceste condiţii funcţia $f(t)$ satisface condiţiile lui Dirichlet [11], pe fiecare interval I_μ. Pentru fiecare I_μ, $\mu \in N$, există seria Fourier:

$$a_0^\mu + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k^\mu \cos \frac{2k\pi}{T} t + b_k^\mu \sin \frac{2k\pi}{T} t \right), \tag{3}$$

care converge la $f(t)$ pe I_μ, $\mu \in N$. Perioada T trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$T \leqslant \tau_\mu = \max (|\theta - \tau|; \theta, \tau \in I_\mu), \quad \mu \in N. \tag{4}$$

Coeficientul a_0^μ defineşte componenta continuă a regimului deformant, care, de regulă, este nulă, iar sumele:

$$f_k(t) = a_k^\mu \cos \frac{2k\pi}{T} t + b_k^\mu \sin \frac{2k\pi}{T} t, \quad \mu \in N, \; k = 2, 3, \ldots \tag{5}$$

definesc armonicele superioare ale funcţiei $f(t)$.

Dacă valorile a_k^μ, b_k^μ variază întîmplător, după legi necunoscute apriori, atunci regimul deformant este un proces stochastic din categoria zgomotelor de bandă îngustă [12].

Ca măsură a regimului deformant se poate extinde în mod natural noţiunea de reziduu deformant la aceea cu caracter statistic de reziduu deformant mediu. Analitic, aceasta se defineşte ca o medie temporală:

$$R_d = \left[\lim_{\tau \to \infty} \frac{1}{2\tau} \int_{-\tau}^{\tau} \left(\sum_{k=2}^{\infty} f_k(t) \right)^2 dt \right]^{1/2} \tag{6}$$

3.2. Schema echivalentă generală. Sediul regimului deformant este reţeaua electrică industrială în care se disting două părţi: receptorul deformant şi reţeaua propriu-zisă. Într-o schemă

monofazată (admiţînd că toate elementele sînt echilibrate şi sursele simetrice), reţeaua se poate reprezenta printr-un dipol liniar activ (*DLA*) şi receptorul deformant (*RD*) printr-un element neliniar (fig. 2), [5], [6], [14].

Aplicînd teorema generatorului echivalent [13], circuitului din figura 2, se obţine schema

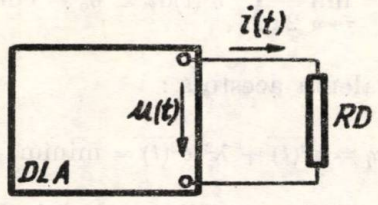


Fig. 2. Schema echivalentă a reţelei electrice industriale.

din figura 3, în care $e(t)$ este t.e.m. a generatorului echivalent, $z_{sc}(t)$ — impedanţa temporală a dipolului liniar pasivizat (*DLP*) cu

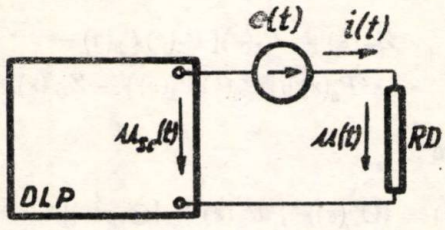


Fig. 3. Schema echivalentă a schemei din figura 2.

condiţii iniţiale nule şi $u_{sc}(t)$ — tensiunea la *DLP*.

Pentru această nouă schemă se pot scrie ecuaţiile:

$$e(t) - u(t) = \int_0^t z_{sc}(t-\tau)\, i(\tau)\, \mathrm{d}\tau; \qquad (7)$$

$$i(t) = \mathcal{N}\{u(t)\}, \qquad (8)$$

unde $\mathcal{N}$ este un operator integral neliniar prin care se descrie funcţionarea receptorului deformant. De regulă, acest operator satisface condiţia de separabilitate, adică are loc relaţia:

$$i(t) = F\,[L_y\{u(t)\}], \qquad (9)$$

unde $F: R \to R$ este o funcţie reală şi L_y un operator Mikusinski [15], generat de o funcţie $y(t)$. Operatorul L_y se concretizează analitic prin produsul de convoluţie:

$$i_L(t) = L_y\{u(t)\} = \int_0^t y(t-\tau)\, u(\tau)\mathrm{d}\tau. \qquad (10)$$

Funcţia F se poate descompune într-un termen liniar şi unul neliniar:

$$F[i_L(t)] = c_1 i_L(t) + F_1[i_L(t)], \qquad (11)$$

astfel că ecuaţia (9) devine:

$$i(t) = \int_0^t y_1(t-\tau)\, u(\tau)\mathrm{d}\tau + i_p(t), \qquad (12)$$

unde:

$$y_1(t) = c_1 y(t) \qquad (13)$$

este admitanţa temporală a părţii liniare a receptorului deformant, iar:

$$i_p(t) = F_1[i_L(t)] \qquad (14)$$

este perturbaţia internă a receptorului deformant.

Se justifică astfel, într-un cadru mai general, ideea care stă la baza schemei din figura 1.

Ecuaţiile (7) şi (12), care descriu funcţionarea reţelei electrice industriale, admit o reprezentare sub formă de schemă-bloc (fig. 4). Curentul

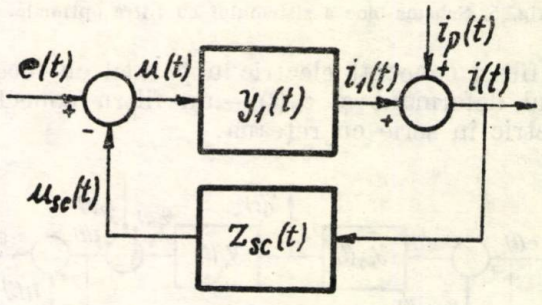


Fig. 4. Schema-bloc a reţelei electrice industriale.

$i(t)$ — mărimea de ieşire — este soluţia unei ecuaţii integrale Volterra de speţa a doua:

$$i(t) + \int_0^t \int_0^\tau y_1(t-\tau)\, z_{sc}(\tau-\theta)\, i(\theta)\, \mathrm{d}\tau\mathrm{d}\theta = \int_0^t y_1(t-\tau)\, e(\tau)\, \mathrm{d}\tau + i_p(t). \qquad (15)$$

Acest curent conţine două componente: una datorată t.e.m. $e(t)$, cealaltă datorată perturbaţiei $i_p(t)$.

Perturbaţia $i_p(t)$ este sursa convenţională a regimului deformant din reţeaua electrică industrială. Aceasta este formată numai din armonici superioare în sensul definiţiei acestora de la *3.1.* Analiza statistică a perturbaţiei $i_p(t)$, în ipoteza că aceasta este un proces stochastic staţionar şi ergodic s-a făcut în detaliu în [5], [6], [16].

4. Sinteza filtrelor optimale

Ecuaţia (15) şi schema din figura 4 fac posibilă aplicarea directă şi nemijlocită a procedeelor cunoscute de sinteză a filtrelor optimale [5].

Pentru cele ce urmează se presupune că $e(t)$ şi $i_p(t)$ sînt procese stochastice staţionare ergodice, cu valori medii nule, statistic independente între ele.

O schemă eficientă, avînd în vedere structura sistemului, locul de aplicare a perturbaţiei şi posibilităţile de conectare a filtrelor dipol pe circuitele electrice este cea din figura 5 : $y_w(t)$ —

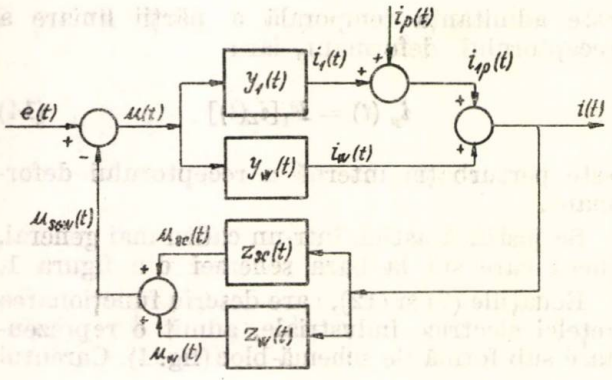


fig. 5. Schema-bloc a sistemului cu filtre optimale.

un filtru conectat electric în paralel cu receptorul deformant şi $z_w(t)$ — un filtru conectat electric în serie cu reţeaua.

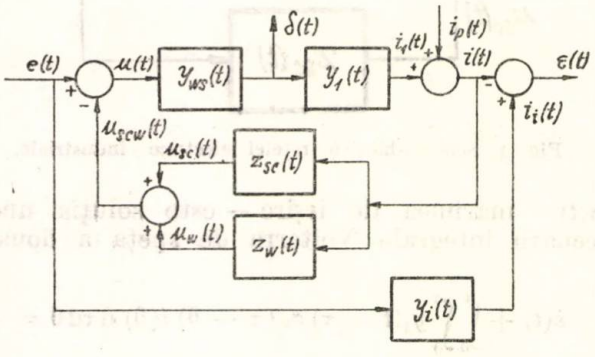


Fig. 6. Schema-bloc pentru sinteza optimală.

Pentru definirea criteriului de performanţă, pe baza căruia se face sinteza, se utilizează schema-bloc din figura 6, în care :

$$y_{ws}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{1 + Y_w(s)/Y_1(s)\}, \tag{16}$$

$$Y_i(s) = \mathcal{L}\{y_i(t)\} \tag{17}$$

este admitanţa ideală a sistemului :

$$\varepsilon(t) = i_i(t) - i(t) \tag{18}$$

este eroarea curentului real în raport cu curentul ideal, şi :

$$\delta(t) = \int_0^t y_{ws}(t-\tau)u(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{19}$$

este o mărime de ieşire auxiliară (tensiune), dependentă de $u(t)$.

Sinteza filtrelor optimale este o problemă de calcul variaţional şi ea constă în a găsi acele funcţii $Y_{ws}(s)$ şi $Z_w(s)$ care realizează :

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\int_{-\tau}^{\tau}\varepsilon^2(t)\mathrm{d}t = \text{minim}, \tag{20}$$

$$\overline{\delta^2(t)} = \lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\int_{-\tau}^{\tau}\delta^2(t)\mathrm{d}t \leqslant \delta_0^2 = \text{const.}, \tag{21}$$

sau echivalenta acestora :

$$\eta = \overline{\varepsilon^2(t)} + \lambda^2\,\overline{\delta^2(t)} = \text{minim}, \tag{22}$$

unde λ este multiplicatorul lui Lagrange.

Soluţia acestei probleme de tip Lagrange se obţine aplicînd teorema de optimalitate din [17], pag. 83. S-au obţinut :

$$Y_w(s) = \lambda^2 P_2(s)P_4(s)/[P_1(s)P_5(s)] - Y_1(s), \tag{23}$$

$$Z_w(s) = P_1(s)[P_2(s)P_3(s) - \lambda^2 P_5(s)]/[P_2(s)P_4(s)] - Z_{sc}(s), \tag{24}$$

în care :

$$\left.\begin{aligned} P_1(s) &= \{\varnothing_e(s)\}^+,\ P_2(s) = \{\varnothing_{i_p}(s)\}^+ \\ P_3(s) &= \{1 + \lambda^2/Y_1(s)Y_1(-s)\}^+, \\ P_4(s) &= [Y_i(s)P_1(s)/P_3(-s)]_+ \\ P_5(s) &= [P_2(s)/[Y_1(s)Y_1(-s)P_3(-s)]]_+. \end{aligned}\right\} \tag{25}$$

Notaţia $\{\}^+$ simbolizează faptul că se reţine numai factorul cu poli şi zerouri situaţi în semiplanul stîng al planului complex s, iar notaţia $[]_+$ simbolizează că se reţin numai fracţiile simple cu poli situaţi în semiplanul stîng al planului s · $\varnothing_e(s)$ şi $\varnothing_{i_p}(s)$ sînt densităţile spectrale de putere ale semnalelor $e(t)$ şi $i_p(t)$. Valoarea multiplicatorului λ rezultă din condiţia (21).

5. Algoritmul autoacordării

În condiţii concrete sistemul din figura 4 este pseudoinvariant. Parametrii părţii liniarizate a receptorului deformant şi în special parametrii reţelei rămîn constanţi numai pe intervale finite de timp, de regulă mai mari ca timpul de stabilizare a sistemului. Variaţiile parametrilor se produc în acelaşi ritm cu variaţia (diurnă, săptămînală, lunară, anuală şi ca urmare a evoluţiei firesti a sistemului electric) sarcinii sistemului electric şi cu variaţia puterii absorbite de receptorul deformant.

Din acest motiv este necesar ca în timpul funcţionării sistemului să se execute comenzi de acordare a filtrelor optimale $Z_w(s)$ şi $Y_w(s)$,

în scopul satisfacerii permanente a criteriului de performanță (22). Noul sistem obținut este un sistem autooptimal, capabil să se adapteze la orice modificări în limitele pseudoinvarianței ale dinamicii sistemului sau ale caracteristicilor spectrale ale mărimilor $e(t)$ și $i_p(t)$.

Pentru realizarea autoacordării filtrelor se poate utiliza metoda gradientului, căutarea minimului funcției de performanță (22), efectuîndu-se prin perturbare parametrică aditivă sinusoidală a sistemului [6], [18], [19], fără cunoașterea explicită a variațiilor parametrilor funcțiilor $Y_1(s)$, $Z_{sc}(s)$, $\Phi_e(s)$, $\Phi_{ip}(s)$.

Fie $\bar{\zeta}$ un vector cu n componente ζ_j al parametrilor acordabili ai filtrelor $Y_w(s)$ și $Z_w(s)$ și $\bar{\alpha}$ un vector cu m componente al parametrilor, arbitrar și lent variabili ai funcțiilor $Y_1(s)$, $Z_{sc}(s)$, $\Phi_e(s)$, $\Phi_{ip}(s)$.

Funcția η, relația (22), privită ca un cîmp scalar într-un spațiu euclidian cu n dimensiuni depinde de acești doi vectori. Pentru $\bar{\alpha} = \bar{\alpha}_0 = \overline{\text{constant}}$ s-au dedus la § 4 funcțiile (23) (24), deci $\bar{\zeta} = \bar{\zeta}_0 = \overline{\text{constant}}$, astfel încît $\eta(\bar{\zeta}_0, \bar{\alpha}_0) = \text{minim}$. Dacă $\bar{\alpha}$ variază arbitrar, atunci $\eta(\bar{\zeta}, \bar{\alpha}) \neq \text{minim}$.

Pentru a realiza din nou condiția $\eta = \text{minim}$ este suficientă acordarea componentelor vectorului $\bar{\zeta}$, astfel încît traiectoria punctului de vector de poziție $\bar{\zeta}$ să fie tangent la vectorul:

$$\bar{\zeta} = grad\ \eta = \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j} \cdot \bar{\gamma}_j, \tag{26}$$

perpendicular la suprafețele echipotențiale $\eta = \text{const.}$, iar deplasarea pe această traiectorie să se facă astfel ca $grad\ \eta \to 0$. $\bar{\gamma}_j$, $j = \overline{1, n}$ sînt versorii spațiului euclidian cu n dimensiuni.

Matematic, cele de mai sus reprezintă condiția necesară ca $\eta = \text{minim}$. Condiția suficientă este satisfăcută conform celor arătate la § 4.

Rezultă că viteza $\dot{\bar{\zeta}}$ trebuie să fie de forma:

$$\dot{\bar{\zeta}} = -K\ grad\ \eta,$$

sau, în general, de forma:

$$\bar{\zeta}(t) = \int_0^t \dot{\bar{\zeta}}(t)dt = \bar{\zeta}_0 -$$

$$- \sum_{j=1}^{n} K_j \bar{\gamma}_j \int_0^t grad\ \eta\,[\bar{\zeta}(t), \bar{\alpha}(t)]dt. \tag{27}$$

Pentru evaluarea funcției $grad\ \eta\,(\bar{\zeta}, \bar{\alpha})$, se perturbă aditiv $\bar{\zeta}$ cu un vector $\Delta\bar{\zeta}(t)$, ale cărui componente sînt:

$$\Delta\zeta_j(t) = \Delta\zeta_{j\max} \sin \Omega_j t, \quad j = \overline{1, n}. \tag{28}$$

Deoarece constantele $\Delta\zeta_{j\max}$ sînt foarte mici, funcția η poate fi dezvoltată în serie Taylor după componentele vectorului $\bar{\zeta}$, pentru micile variații $\Delta\zeta_j(t)$, $j = \overline{1, n}$. Renunțîndu-se la termenii de ordin superior, se poate scrie:

$$\eta(\bar{\zeta}(t) + \Delta\bar{\zeta}(t), \bar{\alpha}(t)) = \eta(\bar{\zeta}(t), \bar{\alpha}(t)) +$$

$$+ \sum_{k=1}^{n} \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_k} \Delta\zeta_{k\max} \sin \Omega_k t. \tag{29}$$

Făcînd media integrală pe o durată suficient de mare a produsului $\eta(\bar{\zeta}(t) + \Delta\bar{\zeta}(t), \bar{\alpha}(t)) \cdot \Delta\bar{\zeta}(t)$, se observă că se pot determina derivatele $\partial\eta/\partial\zeta_k$, $k = \overline{1, n}$, sau, în definitiv, $grad\ \eta$. Într-adevăr:

$$\frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \eta(\bar{\zeta}(\theta) + \Delta\bar{\zeta}(\theta), \bar{\alpha}(\theta))\, \Delta\zeta_j(\theta)d\theta \cong$$

$$\cong \frac{1}{2} \Delta\zeta_{j\max}^2 \frac{\partial \eta}{\partial \zeta_j}, \tag{30}$$

deoarece T_m fiind suficient de mare, ceilalți termeni care se obțin prin integrarea produsului funcțiilor (28), (29) devin neglijabil de mici.

Revenind la relația (27) și luînd $2K_j = \Delta\zeta_{j\max}^2$, se obține în final algoritmul autoacordări filtrelor optimale:

$$\bar{\zeta}(t) = \bar{\zeta}_0 - \int_0^t \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \eta(\bar{\zeta}(\theta) + \Delta\bar{\zeta}(\theta), \bar{\alpha}(\theta)) \cdot$$

$$\cdot \Delta\bar{\zeta}(\theta)d\theta dt. \tag{31}$$

Funcția $\eta(\bar{\zeta}, \bar{\alpha})$ se obține din funcționarea normală a sistemului, conform relațiilor (18) — (22) și schemei din figura 6.

6. Stimularea cifrică a unui proces de compensare autooptimală

5.1. Alegerea exemplului. Pentru simularea cifrică a compensării autooptimale a regimului deformant s-a considerat un exemplu de rețea electrică industrială (fig. 7), pentru care,

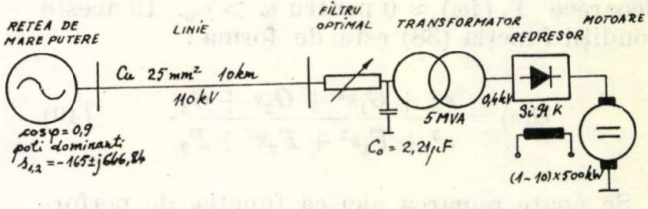


Fig. 7. Exemplu de rețea electrică industrială.

prin scheme echivalente și transfigurări s-a găsit:

$$Z_{sc}(s) = \frac{B_1 s^3 + B_2 s^2 + B_3 s + B_4}{s^4 + A_1 s^3 + A_2 s^2 + A_3 s + A_4}, \tag{32}$$

$$Y_{1C}(s) = C_0 s + Y_1(s) = C_0 s + \frac{D_1 s^2 + D_2 s + D_3}{s^3 + C_1 s^2 + C_2 s + C_3}. \quad (33)$$

Capacitatea C_0 s-a introdus pentru ameliorarea factorului de putere.

Pentru determinarea structurii şi parametrilor filtrului optimal serie s-a ales criteriul de performanţă (20) şi o admitanţă ideală:

$$Y_i(s) = \frac{Y_{1C}(s)}{1 + Y_{1C}(s) Z_{sc}(s)}. \quad (34)$$

S-a considerat că $e(t)$ este deterministă de forma:

$$e(t) = \sqrt{2} E_1 \sin \omega_0 t + \sqrt{2} E_k \sin k\omega_0 t, \quad (35)$$

iar perturbaţia stochastică, formată dintr-o singură armonică de ordin k cu o repartiţie Poisson a fazei şi o repartiţie uniformă a amplitudinii, [5], [6], [16], a cărei densitate spectrală de putere este:

$$\Phi_{i_p}(\omega) = \frac{2\nu_k I_{km}^2 k^2 \omega_0^2 \omega^2}{3(\omega^2 + a_k^2)(\omega^2 + a_k^{*2})(\omega^2 + \nu_k^2)}, \quad (36)$$

$$a_k = \rho_k + jk\omega_0, \quad a_k^* = \rho_k - jk\omega_0.$$

În această relaţie I_{km} este amplitudinea maximă, ν_k — frecvenţa medie a variaţiei fazei perturbaţiei $i_p(t)$ şi ρ_k — un număr pozitiv mic.

În aceste condiţii aplicînd teorema de optimalitate deja citată, [17], se obţine:

$$Z_w(s) = [1/G(s) - 1][1/Y_{1C}(s) + Z_{sc}(s)], \quad (37)$$

unde:

$$G(s) = [P_1(s)P_1(-s)/P_6(-s)]_+ / P_6(s), \quad (38)$$

$$P_6(s) = \{\Phi_e(s) + \Phi_{i_p}(s)/[Y_{1C}(s)Y_{1C}(-s)]\}^+. \quad (39)$$

Se constată că pentru $\omega > \omega_0$, $Y_{1C}(j\omega) \approx Cj\omega$, deoarece $Y_1(j\omega) \approx 0$ pentru $\omega > \omega_0$. În aceste condiţii funcţia (38) este de forma:

$$G(s) = \frac{s^3 + G_1 s^2 + G_2 s + G_3}{s^3 + F_1 s^2 + F_2 s^2 + F_3}. \quad (40)$$

Se poate remarca aici că funcţia de performanţă $\overline{\varepsilon^2(t)}$ coincide cu reziduul deformant mediu al curentului. Într-adevăr, ţinînd seama de faptul că $G(j\omega_0) \cong 1$, respectiv $Z_w(j\omega_0) \cong 0$, rezultă că fundamentalele curenţilor $i_i(t)$ şi $i(t)$ sînt egale. Deci $\varepsilon(t)$ conţine numai armonici superioare şi are loc afirmaţia de mai sus.

Valorile numerice ale tuturor coeficienţilor care intervin în acest exemplu se dau în anexa 1.

Anexa 1

$A_1 = 8{,}4734 \cdot 10^2$, $A_2 = 1{,}4752 \cdot 10^9$, $A_3 = 4{,}9174 \cdot 10^{11}$, $A_4 = 6{,}5328 \cdot 10^{14}$;
$B_1 = 2{,}1053 \cdot 10^7$, $B_2 = 1{,}7838 \cdot 10^{10}$, $B_3 = 6{,}1945 \cdot 10^{13}$, $B_4 = 2{,}1134 \cdot 10^{16}$;
$C_1 = 6{,}3243 \cdot 10$, $C_2 = 7{,}1340 \cdot 10^3$, $C_3 = 1{,}4472 \cdot 10^5$, $D_1 = 2{,}0870 \cdot 10^{-1}$;
$D_2 = 4{,}9143$, $D_3 = 3{,}0988 \cdot 10$, $C_0 = 2{,}2134 \cdot 10^{-6}$, $E_1 = 1{,}100 \cdot 10^6$;
$k = 5$, $\omega_0 = 3{,}1415 \cdot 10^2$, $\nu_k = 2{,}500 \cdot 10$, $I_{km} = 1{,}256 \cdot 10$, $\rho = 10^{-1}$;
$F_1 = 3{,}9100 \cdot 10^3$, $F_2 = 2{,}5370 \cdot 10^6$, $F_3 = 6{,}6310 \cdot 10^7$, $G_1 = 2{,}5020 \cdot 10$;
$G_2 = 2{,}4670 \cdot 10^6$, $G_3 = 6{,}1680 \cdot 10^7$.

5.2. Simularea procesului autooptimal. Revenind la schema din figura 6 (în care $Y_{ws}(s)=1, Y_i(s)=1$) şi ţinînd seama de forma concretă a impedanţei $Z_w(s)$, relaţia (37), prin transfigurări se obţine schema din figura 8. Acest sistem, în care

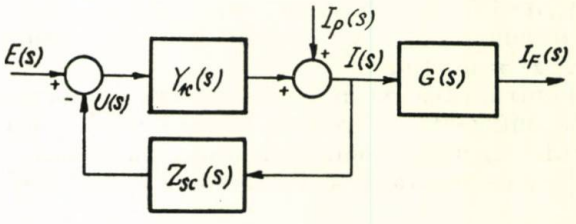


Fig 8. Schema-bloc a reţelei din figura 7.

s-au separat sistemul iniţial şi filtrul optimal, este descris de ecuaţii simple uşor de folosit pentru trecerea la ecuaţii de stare. Într-adevăr se pot scrie ecuaţiile

$$U(s) = E(s) - Z_{sc}(s)I(s), \quad (41)$$

$$I(s) = Y_{1C}(s)\,U(s) + I_p(s), \quad (42)$$

$$I_F(s) = G(s)\,I(s). \quad 43)$$

Transmitanţa filtrului autoacordabil este deci $G(s)$. Vectorul parametrilor autoacordabili este:

$$\zeta = [F_1\, F_2\, F_3\, G_1\, G_2\, G_3]^t. \quad (44)$$

Algoritmul de autoacordare (adaptare) şi funcţia de performanţă în formă discrectă recurentă sînt:

$$\zeta_p = \zeta_{p-1} - \frac{1}{f_1 p} \sum_{j=1}^{p} \eta_j \Delta\zeta_j, \quad p = 1, 2, \ldots \quad (45)$$

$$\eta_j = \frac{j-1}{j}\eta_{j-1} + \frac{1}{j}[i(j/f_2) - i_F(j/f_2)]^2, \quad (46)$$

unde $f_1 \ll f_2$ sînt frecvenţele de eşantionare (satisfac teorema lui Shannon [17]) la calculul mediei funcţiei η şi a funcţiei η însăşi.

Pentru simulare cifrică s-a utilizat limbajul FORTRAN. Ecuaţiile (41) — (43) au fost transpuse sub forma ecuaţiilor de stare echivalente.

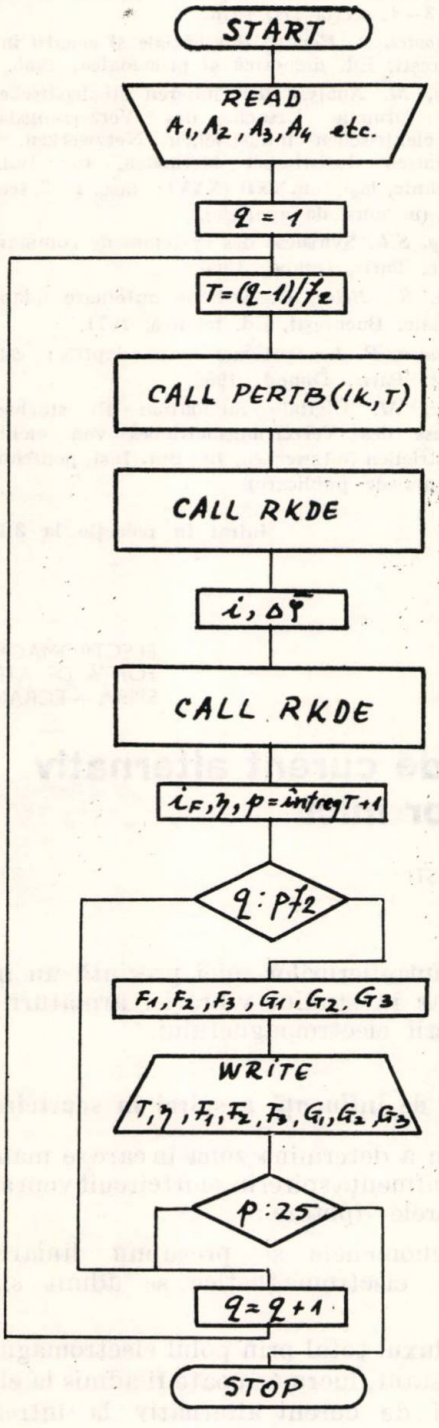


Fig. 9. Organigrama programului de simulare a compensării autooptimale.

Organigrama programului de simulare se dă în figura 9. Subprogramul RKDE — integrare prin metoda Runge-Kutta — face parte din biblioteca de subprograme a calculatorului, în timp ce PERTB — subprogram de simulare a perturbaţiei $i_p(t)$ [6], [20], a fost realizat de autor.

Desfăşurarea procesului de autoacordare a filtrului $G(s)$ (prin coeficienţii $F_1, F_2, F_3, G_1, G_2, G_3$) în sensul minimizării funcţiei de performanţă (pătratul reziduului deformant mediu) γ_i, la variaţia la $t = 0$ a impedanţei reţelei $Z_{sc}(j\omega_0)$ de la valoarea 52 $\angle 25°$ ohmi la 35 $\angle 65°$ ohmi este reprezentată grafic pentru un interval de 25 secunde în figura 10.

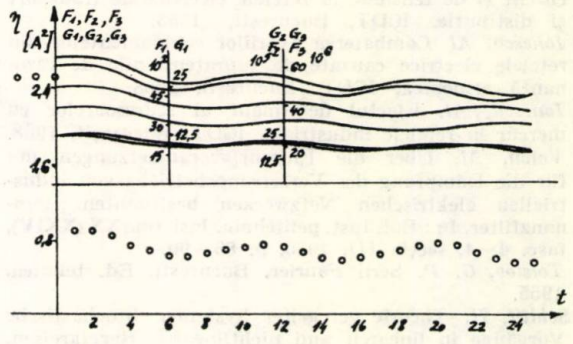


Fig. 10. Desfăşurarea procesului de autoacordare optimală.

Valorile numerice ale mărimilor care intervin în relaţiile (45), (46) se dau în anexa 2.

Anexa 2

$f_1 = 1$, $f_2 = 5 \cdot 10^3$, $f_{F1} = \Omega_{F1}/2\pi = 0{,}095$, $f_{F2} = 0{,}105$, $f_{F3} = 0{,}115$, $f_{G1} = 0{,}1$, $f_{G2} = 0{,}11$, $f_{G3} = 0{,}12$, $\Delta F_{1max} = F_1/20$, $\Delta F_{2max} = F_2/20$, $\Delta F_{3max} = F_3/20$, $\Delta G_{1max} = G_1/20$, $\Delta G_{2max} = G_2/20$, $\Delta G_{3max} = G_3/20$.

7. Concluzii

Abordarea dintr-un nou punct de vedere a regimului deformant, conform căruia acesta este un proces stochastic, a prilejuit redefinirea unor noţiuni (regim deformant, armonică superioară, receptor deformant, reziduu deformant mediu) şi obţinerea unei scheme echivalente generale care facilitează aplicarae procedeelor cunoscute de sinteză a unor filtre de compensare autooptimală.

Aspectul concret al temei lucrării este pus în evidenţă de verificarea prin simulare cifrică a compensării autooptimale a regimului deformant pentru un exemplu de reţea electrică industrială.

Rezultatele obţinute pot justifica în continuare şi cercetarea aspectelor pur tehnice ridicate de noul mod de abordare a regimului deformant.

Bibliografie

[1] *Budeanu, C.* Puiances réactives et fictives. In : IRE, nr. 2, 1927.

[2] *Budeanu, C.* Quelques considerations sur le rôle physique des puissances instantanées dans un système de production et de distribution de l'energie électrique. In : Bull. Inst. polit., Bucureşt, nr. 1, 1929, p. 53—63.

[3] *Budeanu, C., Antoniu, I.S.* Identificarea fenomenelor deformante în întreprinderile industriale de electricitate. În : Studii şi cercet. energ., vol. 7, nr. 1, 1957, p. 93—117.

[4] *Budeanu, C.* Asupra compensării şi localizării fenomenelor deformante în o reţea electrică. In : Revista Univ. şi Polit., Bucureşti, seria Şt. naturii, nr. 1, 1952, p. 129—144.
[5] *Voicu, M., Sebastian, L.* Analyse des Verrzerungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden. In : ETZ — A, vol. **95**, nr. 6, iunie 1974, p. 310—315.
[6] *Voicu, M.* Asupra compensării optimale a regimului deformant din reţelele electrice industriale prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive. Teză de doctorat. Institutul politehnic din Iaşi, 1974,226 pag.
[7] *Pomîrleanu, M.* Combaterea efectelor armonicelor de curent şi de tensiune în reţelele electrice de transport şi distibuţie. ICDT, Bucureşti, 1963.
[8] *Ionescu, Al.* Combaterea avariilor echipamentelor din reţelele electrice cauzate de supratensiunile de rezonanţă armonică. ICDT. Bucureşti, 1968.
[9] *Ionescu, Al.* Efectul deformant al redresoarelor cu mercur în reţelele industriale. ICDT, Bucureşti, 1968.
[10] *Voicu, M.* Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerrungsbetriebs von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter. In : Bul. Inst. politehnic, Iaşi, tom **XX (XXIV)**, fasc. 4—4, secţia III, 1975, p. 83—90.
[11] *Tolstov, G. P.* Serii Fourier. Bucureşti, Ed. tehnică, 1955.
[12] *Schlitt, H.* Theorie geregelter Systeme. Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen. Braunschweig, Vieweg & Sohn, 1968.
[13] *Preda, M.* Bazele electrotehnicii. II. Bucureşti. Ed. didactică şi pedagogică, 1969.
[14 *Voicu, M.* Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozess. Eine allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungbetriebes. In : Bul. Inst. polit. Iaşi, tom **XXI (XXV)**, fasc. 3—4, secţia III, 1976.
[15] *Haimovici, A.* Ecuaţii diferenţiale şi ecuaţii integrale. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1965.
[16] *Voicu, M.* Analyse der inneren stochastischen Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken, mittels dynamisch statistischer Methoden. In : Bul. Inst. politehnic, Iaşi, tom **XXII (XXVI)**, fasc. 1—2, secţia III, 1976 (în curs de apariţie).
[17] *Chang, S.L.* Synthèse des systèmes de commande optimale. Paris, Dunod, 1966.
[18] *Călin, S., Belea, C.* Sisteme automate adaptive şi optimale. Bucureşti, Ed. tehnică, 1971.
[19] *Tchinaev, P. I.* Systèmes auto-adaptifs ; calcul et projet. Paris, Dunod, 1966.
[20] *Voicu, M.* Digitale Simulation als stochastischer Prozess des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken. In : Bul. Inst. politehnic, Iaşi (în curs de publicare).

Intrat în redacţie la 3.III.1976

ELECTROMAGNEŢI
FORŢĂ DE ATRACŢIE
SPIRĂ — ECRAN

CZ 621.318.3 : 621.317.72

Calculul forţei la electromagneţi de curent alternativ în zona întrefierurilor mici

MIHAI POPESCU * — BUCUREŞTI

1. Introducere

Construcţiile cele mai folosite de electromagneţi de curent alternativ monofazat sînt cele cu spiră în scurtcircuit. În literatură sînt prezentate efectele prezenţei spirei asupra fluxurilor şi forţei dezvoltate de electromagnet. Sînt dezvoltate metode de calcul la poziţia de întrefier minim a electromagnetului [1], [2], [3], [4]. În alte lucrări se ia în consideraţie saturaţia materialului magnetic, arătînd şi metode de verificare experimentală [5], [6]. Poziţia deschis a electromangetului, în care influenţa spirei nu se manifestă, este tratată în [1], [2], [4].

Lucrarea prezintă o metodă de calcul a forţei dezvoltată de electromagnet la întrefieruri mici, în zona în care se manifestă încă efectul spirei în scurtcircuit. În problemele practice, de proiectare, sînt esenţiale poziţiile închis-deschis ale electromagnetului [2]. Zona numită a întrefierurilor mici prezintă un interes particular în studiul vibraţiei armăturii şi al deschiderii electromagnetului.

2. Zona de influenţă a spirei în scurtcircuit

Pentru a determina zona în care se manifestă practic influenţa spirei în scurtcircuit vom adopta următoarele ipoteze :

a — fenomenele se presupun liniare, iar mărimile electromagnetice se admit sinusoidale ;

b — fluxul total prin polul electromagnetului este constant, lucru ce poate fi admis la electromagneţii de curent alternativ la întrefieruri de cîteva zecimi de milimetru.

În această situaţie este valabil modelul prezentat de G. Hortopan [1] şi la alte întrefieruri decît întrefierul minim.

Ne vom referi, în cele ce urmează la un pol echipat cu o spiră în scurtcircuit (situaţie care corespunde electromagneţilor de tip *U* şi polului

* Ing. *M. Popescu* este asistent la Catedra de măsuri şi aparate electrice, Institutul politehnic-Bucureşti.

lateral de la electromagneţii de tip *E*) reprezentat în figura 1.

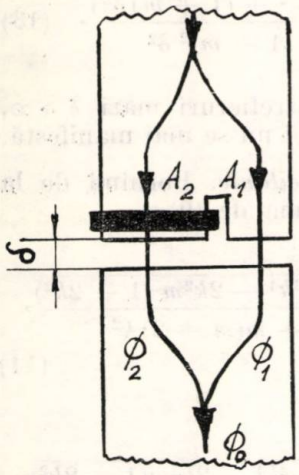


Fig. 1. Polul electromagnetului: A_1 – aria neecranată de spira în scurtcircuit; A_2 – aria ecranată de spiră; Φ_1 = fluxul magnetic în aria A_1; Φ_2 – fluxul magnetic în aria A_2; Φ_0 – fluxul magnetic total în pol, la distanţă de spiră; B_1B_2 – inducţiile corespunzătoare; δ – întrefierul.

Relaţiile de fază şi amplitudine ale fluxurilor şi inducţiilor magnetice sînt prezentate în figura 2.

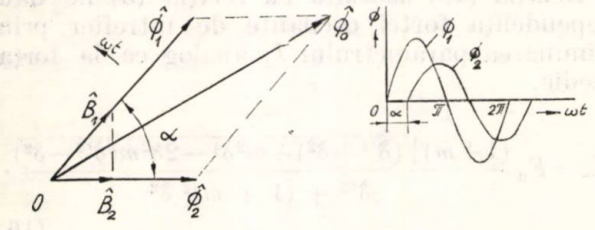


Fig. 2. Diagrama fazorială a fluxurilor şi inducţiilor.

Defazajul între fluxuri este notat cu α, iar originea de fază este momentul 1 în care t.e.m., respectiv curentul din spiră, au valoarea zero [1], [3].

Relaţia care ne dă rezistenţa spirei în scurtcircuit [3], este:

$$R_2 = \frac{\mu_0 \omega A_2}{\delta \operatorname{tg} \alpha}, \tag{1}$$

R_2 fiind rezistenţa spirei, iar ω, pulsaţia fluxului magnetic.

Să explicităm dependenţa $\alpha = f(\delta)$:

$$\operatorname{ctg} \alpha = \frac{\delta}{\frac{\mu_0 \omega A_2}{R_2}}. \tag{2}$$

În relaţia (2) se observă că termenul $\delta' = \frac{\mu_0 \omega A_2}{R_2}$, care depinde de aria ecranată şi de rezistenţa spirei (constant pentru o construcţie dată), este de dimensiunea unui întrefier. El este egal cu întrefierul δ, atunci cînd defazajul α este de 45° (tg α = 1).

Relaţia (2) se poate scrie:

$$\operatorname{ctg} \alpha = \frac{\delta}{\delta'}. \tag{3}$$

Se pune în evidenţă, prin relaţia (3), dependenţa unghiului de defazaj de o mărime adimensională, valabilitatea relaţiei extinzîndu-se la toţi polii de electromagneţi prevăzuţi cu spiră în scurtcircuit.

Reprezentarea grafică a dependenţei $\alpha = f\left(\frac{\delta}{\delta'}\right)$ este dată în diagrama din figura 3.

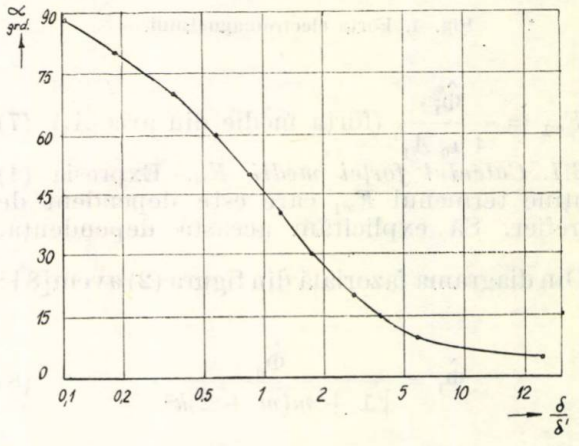


Fig. 3. Dependenţa unghiului de defazaj de întrefier.

Pentru electromagneţii uzuali α este cuprins între 40° şi 60° în poziţia închis (întrefier minim), δ fiind în acest caz un întrefier echivalent, tehnologic. Zona din stînga diagramei este, deci, pur teoretică. Pe măsură ce întrefierul creşte α scade.

La valori ale raportului $\frac{\delta}{\delta'}$ mai mari de 4 unghiul de defazaj scade sub 15° şi practic influenţa spirei în scurtcircuit nu se mai simte.

Mărimea lui δ' este, pentru un electromagnet dat, un indicator al zonei de influenţă a spirei în scurtcircuit.

3. Calculul forţei dezvoltate de electromagnet

Cu ipotezele făcute anterior, forţa dezvoltată de un pol al electromagnetului este pulsatorie, cu valoarea medie F_m şi oscilaţii de mărimea $\hat{F}_\sim$ (fig. 4).

Pentru calculul valorilor forţelor F_m şi $\hat{F}_\sim$ vom folosi ca punct de plecare expresiile stabilite în [1]:

$$F_m = F_{m1}(1 + k^2 m), \tag{4}$$

$$\hat{F}_{m\sim} = F_{m1}\sqrt{1 + m^2 k^4 - 2k^2 m(1 - 2k^2)}, \tag{5}$$

cu notaţiile: $k = \cos \alpha$, $m = \frac{A_2}{A_1}$, (6)

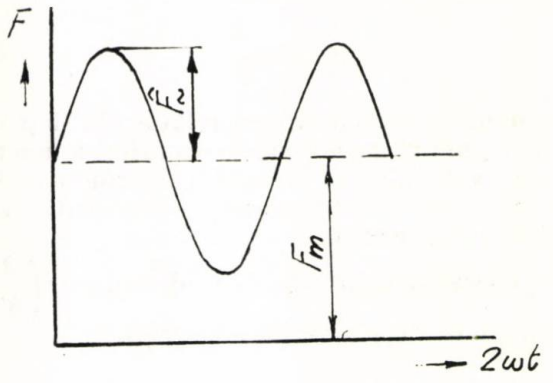


Fig. 4. Forța electromagnetului.

și $F_{m1} = \dfrac{\hat{\Phi}_1^2}{4\mu_0 A_1}$ (forța medie din aria A_1). (7)

3.1. Calculul forței medii F_m. Expresia (4) conține termenul F_{m1} care este dependent de întrefier. Să explicităm această dependență.

Din diagrama fazorială din figura (2) avem [8]:

$$\hat{\Phi}_1 = \frac{\hat{\Phi}_0}{\sqrt{1 + m(m+2)k^2}}. \tag{8}$$

Expresia forței medii din aria A_1 devine:

$$F_{m1} = \frac{\hat{\Phi}_0^2}{4\mu_0 A_1 [1 + m(m+2)k^2]}. \tag{9}$$

Din relațiile (9) și (4) forța medie totală pe un pol este:

$$F_m = \frac{\hat{\Phi}_0}{4\mu_0 A_1} \cdot \frac{1 + k^2 m}{1 + m(m+2)k^2}. \tag{10}$$

Făcînd notația $F_0 = \dfrac{\hat{\Phi}_0^2}{4\mu_0(A_1 + A_2)}$ (F_0 reprezintă forța medie pe întreg polul în absența spirei) (10), devine:

$$F_m = F_0 \frac{(1+m)(1+k^2 m)}{1 + m(m+2)k^2}. \tag{11}$$

Relația (11) asociată cu relația (3) permit calculul dependenței forței medii de întrefier, prin eliminarea parametrului k, ținînd seama de relația trigonometrică:

$$k^2 = \cos^2 \alpha = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}. \tag{12}$$

În final obținem:

$$F_m = F_0 \frac{(1+m)[\delta'^2 + (1+m)\delta^2]}{\delta'^2 + (1+m)^2 \delta^2}. \tag{13}$$

Se confirmă că la întrefieruri mari $\delta \to \infty$, $F_m = F_0$; influența spirei nu se mai manifestă.

3.2. Calculul forței oscilante. Pornind de la relația (5) și ținînd seama de (9):

$$\hat{F}_\sim = \frac{\hat{\Phi}_0^2}{4\mu_0 A_1} \cdot \frac{\sqrt{1 + m^2k^4 - 2k^2 m(1-2k^2)}}{1 + m(m+2)k^2}, \tag{14}$$

sau:

$$\hat{F}_\sim = F_0 \frac{(1+m)\sqrt{1 + m^2k^4 - 2k^2 m(1-2k^2)}}{1 + m(m+2)k^2}. \tag{15}$$

Relația (15) asociată cu relația (3) ne dau dependența forței oscilante de întrefier prin eliminarea parametrului k, analog ca la forța medie.

$$\hat{F}_\sim = F_0 \frac{(1+m)\sqrt{(\delta'^2+\delta^2) + m^2\delta^4 - 2\delta^2 m(\delta'^2 - \delta^2)}}{\delta'^2 + (1+m)^2 \delta^2}. \tag{16}$$

Se observă, de asemenea, că la întrefieruri mari $\hat{F}_\sim = F_0$.

Expresiile (13) și (16) au fost reprezentate grafic în diagramele din figura 5 pentru două situații uzuale:

— F_m/F_0 și $\hat{F}_\sim/F_0$ în funcție de k, respectiv δ/δ' la $m = 1$;

— F_m/F_0 și $\hat{F}_\sim/F_0$ în funcție de k, respectiv δ/δ' la $m = 2$.

În aceste diagrame zona din stînga valorilor $k = 0{,}4$, corespunzătoare unor întrefieruri mai mici decît cele tehnologice obișnuite, este de interes teoretic.

Zona $k = 0{,}4 - 0{,}6$ corespunde poziției închis la electromagneți (întrefier minim) și se poate observa că ea coincide cu zona forței minime de valori mari. Forța minimă, fiind diferența între forța medie și forța oscilantă, apare în grafice ca distanța pe verticală între cele două curbe.

În dreapta valorilor $k = 0{,}6$ electromagnetul începe să se deschidă. Forța medie și forța oscilantă tind spre o aceeași valoare. Efectul spirei în scurtcircuit se diminuează și dispare. În apropierea valorii $k = 1$ întrefierul mărindu-se, ipoteza $\Phi_0 =$ ct. nu mai este valabilă și modelul se depărtează mult de realitate.

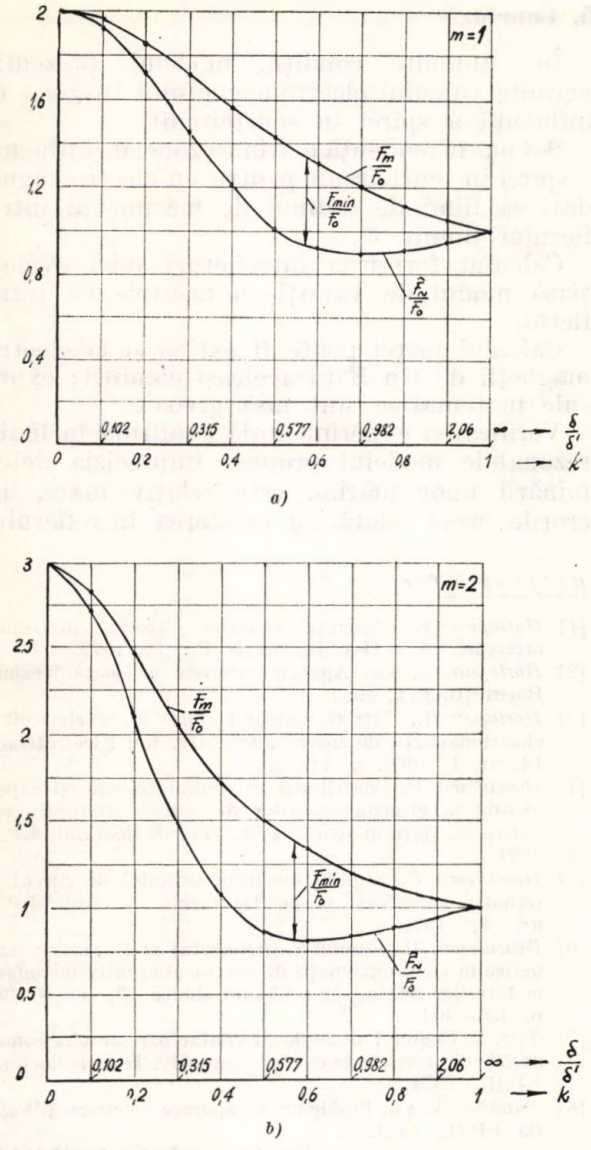


Fig. 5. Dependența forței de atracție de defazaj, respectiv de întrefier.

4. Verificări experimentale

Pentru verificările experimentale s-a folosit schema din figura 6.

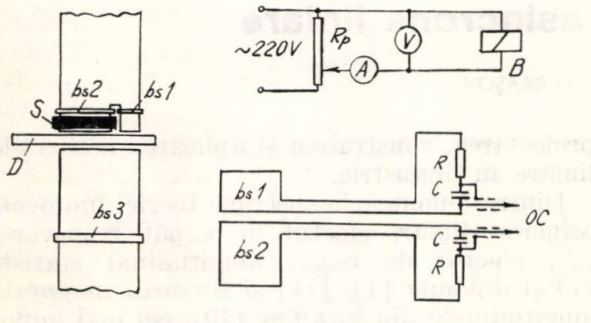


Fig. 6. Schema de măsură:

bs 1, 2, 3 sînt bobine sondă loospire; $R = 200$ kΩ; $C = 0{,}5$ μF; $RC = 0{,}1$ s — integrator pasiv RC; B — bobina electromagnetului 1040 sp.; Ø = 0,25 mm; $R_b = 49{,}3$ Ω; D — distanțor nemagnetic; S — spira-ecran; OC — osciloscop PHILIPS 3230.

S-au măsurat fluxurile $\hat{\Phi}_1\ \hat{\Phi}_2\ \hat{\Phi}_0$ și defazajul α la diferite întrefieruri stabilite cu distanțoare D, de la poziția de întrefier minim pînă la 0,5 mm. Tensiunea la bornele bobinei a fost menținută la valoarea de 100 V.

Măsurarea fluxurilor și defazajului s-a făcut cu bobine-sondă și circuite de integrare RC, metodă indicată în literatură [4], [6].

Întrefierul de calcul este mai mare decît cel stabilit cu distanțoarele D. S-a majorat valoarea acestui întrefier cu δ_0, adică cu valoarea întrefierului tehnologic din poziția închis (valoare calculată din măsurarea defazajului în poziția închis).

Această majorare s-a dovedit rezonabilă, mai ales la întrefierurile cele mai mici, lucru dovedit de buna concordanță obținută între valorile de calcul și cele măsurate pentru unghiul de defazaj α.

Rezultatele măsurătorilor și calculelor pentru cazul concret $A_1 = 67{,}5$ mm², $A_2 = 135$ mm², $m = 2$ și $R_2 = 3{,}25 \times 10^{-4}$ sînt date în figura 7.

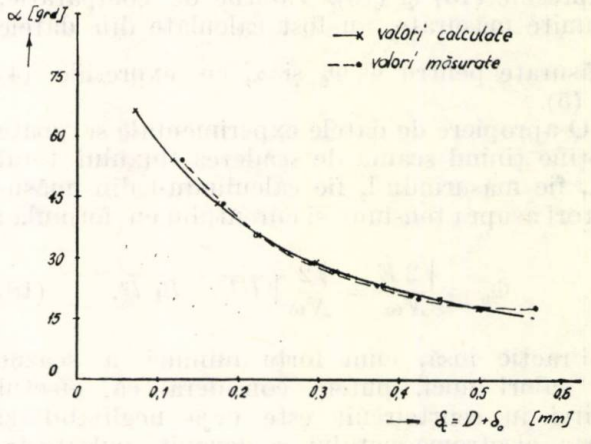


Fig. 7. Valori măsurate și calculate ale defazajului.

Pentru comparația datelor măsurate cu cele calculate s-au reprezentat grafic diversele mărimi în funcție de întrefierul de calcul:

$$\delta_c = D + \delta_0. \tag{17}$$

În diagrama din figura 7 sînt reprezentate valorile calculate cu formula (3) și valorile corespunzătoare măsurate. Se observă concordanța datelor, diferențele nedepășind 10%, ceea ce este acceptabil avînd în vedere imprecizia de determinare la osciloscop, cît și cea de determinare a valorii întrefierului.

În diagrama din figura 8 se prezintă variația forței medii și a forței oscilante în funcție de întrefierul de calcul.

Se observă o concordanță între cele două grafice pînă în zona $\delta_c = 0{,}3$ mm, unde erorile ajung pînă la 15%. Este zona în care și fluxul total în polul electromagnetului începe să scadă, deci o depărtare de ipoteza inițială de flux constant.

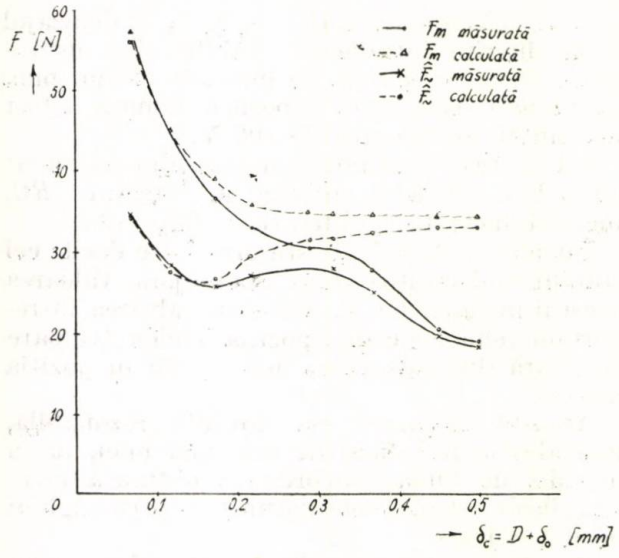


Fig. 8. Forţa în funcţie de întrefier.

Valorile calculate au fost determinate cu expresiile (13) şi (16). Valorile de comparaţie, numite măsurate, au fost calculate din datele măsurate pentru $\hat{\Phi}_1 \hat{\Phi}_2$ şi α, cu expresiile (4) şi (5).

O apropiere de datele experimentale se poate obţine ţinînd seama de scăderea fluxului total Φ_0, fie măsurîndu-l, fie calculîndu-l din măsurători asupra tensiunii şi curentului cu formula :

$$\hat{\Phi}_0 = \frac{\sqrt{2}E}{N\omega} = \frac{\sqrt{2}}{N\omega}\sqrt{U^2 - R_b^2 I^2}. \qquad (18)$$

Practic însă, cum forţa minimă a scăzut la valori mici, putem considera că efectul spirei în scurtcircuit este deja neglijabil şi forţa electromagnetului a devenit pulsatorie, cu valoarea minimă zero.

5. Concluzii

În anumite condiţii, modelul prezentat permite calculul electromagnetului în zona de influenţă a spirei în scurtcircuit.

S-a pus în evidenţă mărimea zonei de influenţă a spirei în scurtcircuit pentru un electromagnet dat, ea fiind de ordinul de mărime al întrefierului numit δ'.

Calculul forţei la întrefieruri mici evidenţiază modul de variaţie a acesteia cu întrefierul.

Calculul forţei poate fi extins şi la electromagneţii de tip E în aceleaşi condiţii ; expresiile matematice sînt însă greoaie.

Verificarea experimentală confirmă în limite rezonabile modelul propus. Imprecizia determinării unor mărimi este relativ mare, iar erorile cresc odată cu creşterea întrefierului.

Bibliografie

[1] *Hortopan G.* Aparate electrice — teorie, proiectare, încercări, ed. a II-a. Bucureşti, E.D.P., 1972.
[2] *Hortopan, G.* ş.a. Aparate electrice de joasă tensiune. Bucureşti, E.T. 1969.
[3] *Hortopan G., Titz G.* Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ. În : Electrotehnica **14**, nr. 1, 1966, p. 11—20.
[4] *Dinculescu, P.* Contribuţii la studiul teoretic şi experimental al electromagneţilor de curent alternativ prevăzuţi cu spire în scurtcircuit. Teză de doctorat, I.P.B., 1971
[5] *Dinculescu P.* Studiul electromagnetului de curent alternativ monofazat în poziţia închis. În : Bul. I.P.B., nr. 3, 1971.
[6] *Dinculescu, P.* Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneţii de curent alternativ monofazat la întrefier minim. In : Electrotehnica **19**, nr. 4, 1971 p. 456—464.
[7] *Titz, G.* Regimul dinamic al contactoarelor electromagnetice din reţelele de curent alternativ. Teză de doctorat, I.P.B., 1974.
[8] *Panaite, V.* ş.a. Probleme de aparate electrice. Litografia I.P.B., 1973.

Intrat în redacţie la 15.V.1975

MOTOARE ASINCRONE LINIARE
METODA DE DIMENSIONARE
CALCUL

CZ 621.313.333

Calculul motoarelor asincrone liniare

OVIDIU PEŞTEANU * — BRAŞOV

Motoarele asincrone liniare se bucură de tot mai mult interes datorită avantajelor pe care le prezintă în cadrul acţionărilor cu mişcare rectilinie : absenţa unor organe de transmitere a forţei de tracţiune, posibilitatea atingerii unor viteze de deplasare mari etc. La fel ca în alte centre universitare din ţară şi în cadrul Universităţii Braşov există preocupări vizînd proiectarea, construirea şi aplicarea motoarelor liniare în industrie.

Dintre fenomenele specifice teoriei motorului asincron liniar, efectul de capăt transversal [2], efectul de capăt longitudinal statistic [7] şi dinamic [4], [11] şi fluxurile magnetice longitudinale din întrefier [10], cel mai important, deci cel care trebuie inclus în primul rînd în formulele de dimensionare a unui motor liniar este efectul de capăt transversal. Astfel,

* Ing. *O. Peşteanu* este asistent la Universitatea din Braşov.

utilizînd expresiile obţinute în [2], în [5] este prezentată o metodică de proiectare a motorului asincron liniar cu stator bilateral scurt, cu număr impar de poli şi polii marginali semibobinaţi, completată cu un amănunţit calcul economic de optimizare.

Efectul de capăt transversal a fost analizat amănunţit şi în literatura românească de specialitate [1], [4], pentru cazul motorului asincron rotativ, cu rotorul în formă de pahar. Scopul acestui articol este stabilirea, cu ajutorul expresiilor deduse în [1], [4], a unei metode de calcul electromagnetic a motorului asincron liniar cu stator plan scurt, cu număr par de poli şi polii marginali complet bobinaţi (fig. 1), avînd înfăşurarea în dublu strat cu

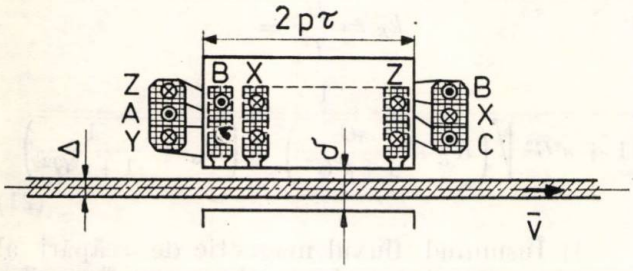


Fig. 1. Armătură statorică avînd polii marginali complet bobinaţi.

conexiunea în stea fără fir neutru. Statorul se presupune unilateral (cu circuit magnetic de închidere din tole) sau bilateral.

1. Determinarea unor formule de dimensionare

De la început se va lua în considerare numai unda fundamentală directă a inducţiei magnetice din întrefier şi se vor neglija, pierderile din fierul statoric, efectele de capăt longitudinale şi reactanţa de scăpări a indusului. Se deduc întîi cîteva formule de dimensionare (în esenţă a circuitului magnetic) care să nu depindă de parametrii înfăşurării statorice. Pentru amplitudinea medie (în direcţia transversală) a inducţiei magnetice din întrefier se utilizează expresia [4]:

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{\tau}{\delta''} \frac{A_{m1}}{\sqrt{1 + s^2 G^2}}, \tag{1}$$

în care [4], [8], [11]:

$$G = \frac{k_1}{k_r} = \frac{\omega_1 \mu_0 \Delta \tau^2}{k_r \rho_2 \delta'' \pi^2} \approx \frac{X_m}{R_2'}, \tag{2}$$

unde Δ şi ρ_2 reprezintă grosimea şi rezistivitatea indusului, k_r este coeficientul de creştere a rezistenţei indusului datorită efectului de capăt transversal [1], [4], iar [4]:

$$A_{m1} = \frac{m_1 w_1 k_{w1} I_1 \sqrt{2}}{p\tau}, \tag{3}$$

în care [7]:

$$w_1 = \frac{c}{a_1} pq \frac{n_c}{n_1}, \tag{4}$$

n_c fiind numărul de conductoare dintr-o crestătură, a_1—numărul căilor de curent pe fază, n_1—numărul de conductoare legate în paralel pe o cale de curent, iar $c = 1$ în cazul statorului unilateral şi $c = 2$ pentru statorul bilateral.

a) Expresia factorului de umplere a crestăturii este:

$$f_u = \frac{n_c d_{iz}^2}{s_{cr}}, \tag{5}$$

în care d_{iz} este diametrul unui conductor izolat, iar s_{cr} este aria netă (utilă) a crestăturii. Prin înlocuirea în (3) a expresiilor (4), (5) şi a relaţiilor:

$$\tau = m_1 q t_1, \tag{6}$$

$$I_1 = a_1 n_1 \frac{\pi}{4} d^2 J_1, \tag{7}$$

d fiind diametrul unui conductor neizolat, iar J_1—valoarea efectivă a densităţii de curent din înfăşurarea statorului, se obţine:

$$A_{m1} = k_A \frac{c k_{w1} s_{cr} J_1}{t_1}, \tag{8}$$

cu:

$$k_A = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} f_{ue}, f_{ue} = f_u \left(\frac{d}{d_{iz}} \right)^2. \tag{9}$$

În calcule (de proiectare) preliminare se poate utiliza pentru f_{ue} valoarea obţinută pentru $f_u = 0{,}71$ şi $d = 2$ mm: $f_{ue} = 0{,}632$.

b) Prin înlocuirea relaţiei (1) în expresia forţei [8]:

$$F = \frac{\pi}{\mu_0} p l_i \, \delta'' \, sG B_{\delta m}^2, \tag{10}$$

se obţine:

$$F = \frac{\mu_0}{\pi} p l_i \frac{\tau^2}{\delta''} \frac{sG}{1 + s^2 G^2} A_{m1}^2. \tag{11}$$

Notînd (fig. 2): $h_c = \varepsilon_c b_c$ şi $b_c = k_c t_1$, se obţine:

$$s_{cr} = (h_c - 4 g_{iz})(b_c - 2 g_{iz}) \approx$$

$$\approx t_1^2 k_c \left[\varepsilon_c \left(k_c - 2 \frac{g_{iz}}{t_1} \right) - 4 \frac{g_{iz}}{t_1} \right]. \tag{12}$$

Înlocuind succesiv (12) în (8) și relația astfel obținută în (11), rezultă, după mai multe calcule:

$$\varepsilon_c = \frac{1}{k_c - 2\frac{g_{iz}}{t_1}} \left(\frac{k_e}{c k_{w1} J_1 k_c t_1 \tau} \sqrt{\frac{F\delta''(1+s^2G^2)}{p l_i s G}} + 4\frac{g_{iz}}{t_1} \right), \quad (13)$$

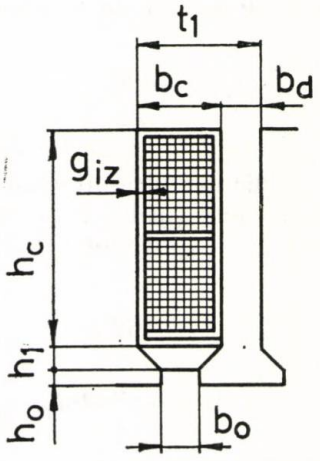


Fig. 2. Dimensiunile unei crestături statorice.

în care:

$$k_e = \frac{1}{k_A}\sqrt{\frac{\pi}{\mu_0}}. \quad (14)$$

c) Expresia rezistenței pe fază a înfășurării statorului este:

$$R_1 = \rho_{Cu} \frac{2w_1 (l_1 + l_{fe})}{n_1 a_1 \frac{\pi d^2}{4}}. \quad (15)$$

în care l_{fe} este lungimea echivalentă a unui capăt de bobină [7], iar l_1 lățimea pachetului de tole statoric. Dacă se împarte relația (15) la expresia reactanței circuitului magnetizant [4]:

$$X_m = \frac{m_1 \omega_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 \alpha_i k_f \tau l_i}{\pi p \delta''}, \quad (16)$$

se obține, utilizînd și relațiile (4) și (5)

$$K_R = \frac{R_1}{X_m} = \frac{k_R}{c k_{w1}^2 q \alpha_i k_f s_{cr}} \frac{\delta''(l_1 + l_{fe})}{\tau l_i}, \quad (17)$$

în care:

$$k_R = \frac{8 \rho_{Cu}}{m_1 \omega_1 \mu_0 f_{ue}}. \quad (18)$$

d) Prin raportarea expresiei reactanței de scăpări pe fază a statorului [3], [7]:

$$X_{\sigma 1} = 2\omega_1 \mu_0 \frac{w_1^2}{pq} l_1 \frac{\lambda_1}{c} + (\tau_\delta + k_\pi - 1) X_m, \quad (19)$$

la expresia (16), se obține coeficientul:

$$K_\sigma = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = \frac{2\pi}{m_1} \frac{\delta''}{\tau} \frac{\lambda_1}{c k_{w1}^2 q \alpha_i k_f} \frac{l_1}{l_i} + \tau_\delta + k_\pi - 1. \quad (20)$$

e) Cu ajutorul schemei echivalente simplificate din figura 3 și a relațiilor (2), (17) și (20), se obține, după mai mule calcule, următoarea expresie pentru coeficientul t.e.m. induse:

$$k_E = \frac{U_e}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1+s^2G^2}\sqrt{\left(K_R + \frac{sG}{1+s^2G^2}\right)^2 + \left(K_\sigma + \frac{1}{1+s^2G^2}\right)^2}} \quad (21)$$

f) Însumînd fluxul magnetic de scăpări al unei crestături statorice (egal cu suma fluxurilor

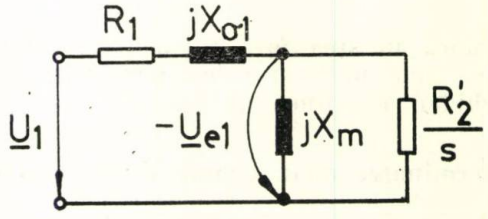


Fig. 3. Schema echivalentă simplificată pe fază a motorului asincron liniar.

magnetice de scăpări fasciculare elementare produse de conductoarele dintr-o crestătură) cu fluxul magnetic de scăpări dintre doi dinți alăturați, se obține:

$$\Phi_\sigma = \mu_0 l_1 \lambda_1' n_c \frac{I_1\sqrt{2}}{a_1 n_1}, \quad (22)$$

în care (fig. 2):

$$\lambda_1' = \frac{h_c + g_{iz}}{2 b_c} + \frac{h_1}{b_c - b_0} \ln \frac{b_c}{b_0} + \frac{h_0}{b_0} + \lambda_d, \quad (23)$$

λ_d fiind permeanța geometrică de scăpări între capetele dinților [3]:

$$\lambda_d = \frac{1}{\pi}\left[\frac{1}{2}\ln\left(\frac{1+1/b_\delta^2}{4}\right) + \frac{1}{b_\delta} \text{arc tg } b_\delta\right], \quad (24)$$

cu (fig. 2):

$$b_\delta = \frac{c b_0}{2\delta}. \quad (25)$$

Raportînd Φ_σ la fluxul magnetic din întrefier $\Phi_\delta = \alpha_i \tau l_i B_{\delta m}$ se obţine, utilizînd şi relaţiile (1), (3) şi (4):

$$\sigma = \frac{\Phi_\sigma}{\Phi_\delta} = \frac{\pi}{m_1} \frac{\delta''}{\tau} \frac{\lambda_1'}{c k_{w1} q \alpha_i} \frac{l_1}{l_i} \sqrt{1 + s^2 G^2}. \quad (26)$$

2. Dimensionarea motorului asincron liniar

Se presupun cunoscute: tensiunea de fază U_1 şi frecvenţa f_1 a reţelei de alimentare şi forţa F_n pe care trebuie să o dezvolte motorul asincron liniar la viteza v.

1. Alegînd viteza de sincronism v_1 şi q rezultă: k_{w1},

$$\tau = \frac{v_1}{2f_1}, \; t_1 = \frac{\tau}{m_1 q}, \; s = \frac{v_1 - v}{v_1}. \quad (27)$$

2. Se aleg: δ, materialul indusului (aluminiu, alamă etc.) şi Δ.

3. Se determină: $b_c = k_c \, t_1$, în care, pentru a obţine pături de curent statorice cît mai mari: $k_c = 0{,}7 \; . \; . \; . \; 0{,}76$. Rezultă (fig. 2): $b_d = t_1 - b_c > 2$ mm; se alege lăţimea istmului b_0 şi se determină b_δ cu relaţia (25).

4. Calculul coeficientului lui Carter k_C [3], [9], (fig. 4):

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left[b_\delta \operatorname{arc\,tg} b_\delta - \frac{1}{2}\ln(1 + b_\delta^2)\right], \; k_C = \frac{t_1}{t_1 - \frac{\gamma\delta}{c}}. \quad (28)$$

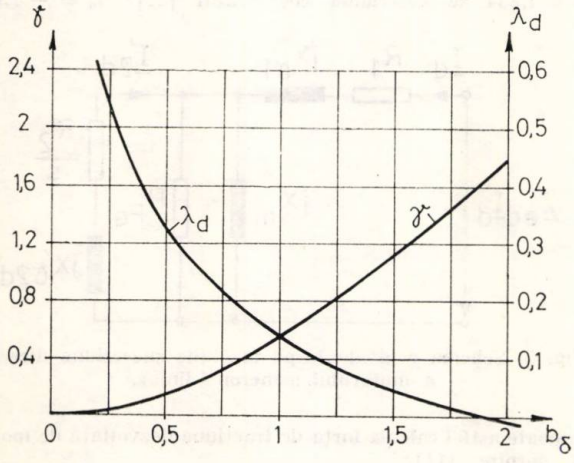


Fig. 4. Curbele coeficientului γ şi a permeanţei de scăpări λ_d în funcţie de b_δ.

Rezultă: $\delta' = k_C \delta$.

5. Se alege o valoare iniţială a coeficientului de saturaţie $k_{si} = 1{,}02 \; . \; . \; . \; 1{,}05$ şi se determină: $\delta'' = k_{si} \, \delta'$. Se adoptă coeficientul f_{ue}.

6. Se aleg: p, l_i şi lăţimea indusului l_2. Se calculează k_r [4]:

$$k_r = 1 + \frac{1}{\xi_i [\coth \xi_i + \operatorname{th}(\xi_2 - \xi_i)] - 1}; \quad (29)$$

şi G, cu relaţia (2). Se majorează forţa F_n la valoarea $F = (1{,}1 \; . \; . \; . \; 1{,}3) \; F_n$ pentru a ţine seama de celelalte fenomene specifice ale teoriei motorului liniar; se adoptă densitatea admisibilă de curent J_1 la alunecarea s şi se calculează k_A, k_e, ε_c cu relaţiile (9), (14), (13). Se modifică p, l_i (deci şi k_r, G) pînă cînd $\varepsilon_c \in$ (3); (4); rezultă: $h_c = \varepsilon_c b_c$.

Se adoptă şi celelalte dimensiuni ale crestăturii (fig. 2): h_1, h_0 şi se calculează lăţimea pachetului de tole statoric [7]:

$$l_1 = l_i - 2\delta'' \frac{b_d}{t_1}. \quad (30)$$

7. Cu ajutorul expresiilor (12), (8) şi (1) se calculează s_{cr}, A_{m1} şi $B_{\delta m}$.

8. Se calculează lungimea echivalentă a unui capăt de bobină l_{fe} [7], [9] şi se determină, în funcţie de k_{si}: α_i şi k_f [4]; utilizînd relaţiile (18), (17), rezultă K_R.

9. Se determină permeanţele geometrice de scăpări în crestătură λ_c [4], la părţile frontale ale înfăşurării λ_f [7], [9], λ_d cu relaţia (24) (fig. 4), coeficientul scăpărilor diferenţiale τ_δ [4] şi coeficientul scăpărilor de la pol la pol [3]:

$$k_\pi = \frac{\operatorname{ch}\frac{\pi\delta}{c\tau}}{\operatorname{ch}\frac{(2-c)\pi\delta}{2\tau}}. \quad (31)$$

Se calculează $\lambda_1 = \lambda_c + \lambda_f + \lambda_d$ şi rezultă K_σ cu relaţia (20).

10. Se calculează k_E cu (21) şi rezultă:

$$w_1 = \frac{k_E \, U_1}{\pi \sqrt{2} \, f_1 \, \alpha_i \, k_f \, k_{w1} \, \tau \, l_i \, B_{\delta m}}. \quad (32)$$

11. Cu ajutorul expresiei (4) se determină n_c; se alege $\frac{n_c}{n_1}$ par (în fiecare crestătură fiind două straturi) şi se recalculează w_1, $B_{\delta m}$ şi A_{m1} cu ajutorul relaţiilor (4), (32), (1). Se determină I_1 şi d utilizînd expresiile (3), (7); a_1 şi n_1 se adoptă astfel încît $d \leqslant 2$ mm. Cu diametrele d, d_{iz} alese din tabele se verifică dacă $f_u \in [0{,}7 \; ; \; 0{,}75]$ şi se calculează f_{ue}. Dacă f_{ue} diferă cu mai mult de 0,02 faţă de valoarea adoptată, atunci se reface calculul cu media celor două valori, începind cu punctul 6.

12. Se calculează coeficientul de saturaţie k_s analog ca la maşina asincronă rotativă. Singura deosebire apare la calculul inducţiei

magnetice din jug B_j: fluxul magnetic $\Phi_\delta/2$ variază în jugul motorului liniar practic pulsatoriu [3] și nu alternativ. Se poate deci considera că jugul este solicitat magnetic nu de $\Phi_\delta/2$, ci de Φ_δ; el este solicitat și de fluxul Φ_σ [6] dat de relația (22). Dacă h_j este înălțimea jugului, atunci rezultă.:

$$B_j = \frac{\Phi_\delta + \Phi_\sigma}{0{,}95\, h_j l_1} = \frac{\alpha_i\, \tau l_i\, B_{\delta m}\,(1+\sigma)}{0{,}95\, h_j l_1}, \quad (33)$$

în care σ se calculează cu relația (26). Dacă k_s diferă față de k_{si}, atunci se reface calculul cu media celor două valori [9], începînd cu punctul 5, pînă cînd $|k_s - k_{si}| < 0{,}01$.

3. Calculul performanțelor definitive ale motorului liniar

La calculul curenților nesimetrici și a forței dezvoltate de motor se pot distinge următoarele două cazuri:

a. Cazul unui pas polar mic ($\tau < 5$ cm), cînd la calculul performanțelor definitive ale motorului mai trebuie luate în considerație: efectul de capăt longitudinal static [7] (cel dinamic fiind neglijabil, la $\tau < 5$ cm reacția indusului fiind slabă) și fluxurile magnetice longitudinale din întrefier [10]. Curenții statorici și forța se pot calcula în acest caz utilizînd schemele echivalente și expresiile determinate în [10], [7].

b. În cazul $\tau > 5$ cm trebuie să se țină seamă de micșorarea forței datorită efectelor de capăt longitudinale (static și dinamic); aceste efecte sînt analizate în [11] pentru cazul motorului asincron liniar cu indus scară. Schemele echivalente determinate în [10] și formulele și curbele prezentate în [11] pentru calculul curenților nesimetrici și a forței dezvoltate de motor se pot folosi, în calcule aproximative, și pentru motorul liniar cu indus continuu, dacă se utilizează pentru k_r expresia (29).

4. Concluzii

Utilizînd rezultatele obținute în literatura românească de specialitate, în lucrare se stabilește o metodică de dimensionare a motorului asincron liniar cu stator plan scurt (unilateral sau bilateral) cu număr par de poli și polii marginali complet bobinați. În final se indică cum se pot calcula performanțele definitive ale motorului liniar (curenții nesimetrici și forța dezvoltată), ținînd seamă de diferitele fenomene specifice teoriei motorului liniar. Folosind această metodică (programată pe calculator), în cadrul Universității din Brașov au fost proiectate și construite șapte motoare liniare* de gabarite diferite.

* Motoarele au fost realizate sub îndrumarea tehnică a șefului de lucrări ing. *Țața Marian* și a autorului.

Anexa

Exemplu de calcul numeric. Datele inițiale (ale unui motor pentru acționarea unui vagonet dintr-o turnătorie) $U_1 = 220$V; $f_1 = 50$ Hz; $v = 0$; $F_n = 350$ N (măsurată cu un dinamometru); $c = 2$. Se aleg: $v_1 = 7{,}5$ m/s; $q = 1$; $\Delta = 3 \cdot 10^{-3}$ m; $\rho_2 = 3 \cdot 10^{-8}\ \Omega$m (aluminiu); $\delta = 8 \cdot 10^{-3}$ m; $k_c = 0{,}76$; $b_0 = 9 \cdot 10^{-3}$ m; $k_{si} = 1{,}03$; $f_{ue} = 0{,}63$; $F = 1{,}15\, F_n$; $J_1 = 2 \cdot 10^6$ A/m²; $p = 3$; $l_i = 0{,}1$ m; $l_2 = 0{,}175$ m. Rezultă: $b_c = 19 \cdot 10^{-3}$ m; $k_r = 1{,}325$; $G = 1{,}834$; $h_c = 59 \cdot 10^{-3}$ m; $l_1 = 95{,}5 \cdot 10^{-3}$ m. Pentru l_{f3} (lungimea unui capăt de bobină) $= 1{,}6\, \tau + 0{,}08 = 0{,}2$ m; $h_1 = 2 \cdot 10^{-3}$ m; $h_0 = 10^{-3}$ m se obțin: $K_R = 0{,}068$; $K_\sigma = 0{,}498$; $k_E = 0{,}546$. Adoptînd $a_1 = 2$ (armăturile statorice conectate în paralel); $n_1 = 1$, rezultă: $n_c = 210$; $w_1 = 630$; $B_{\delta m} = 0{,}1786$ T; $A_{m1} = 1{,}152 \cdot 10^5$ A/m; $d = 1{,}8 \cdot 10^{-3}$ m; $d_{iz} = 1{,}916 \cdot 10^{-3}$ m; $f_u = 0{,}73$; $f_{ue} = 0{,}645$ (nu diferă cu mai mult de 0,02 față de valoarea adoptată). Utilizînd pentru stator oțel electrotehnic (grosime 0,5 mm; $p_{10} = 3{,}3$ W/kg) se determină, pentru $h_j = 3 \cdot 10^{-2}$ m: $k_s = 1{,}038$ (nu diferă cu mai mult de 0,01 față de k_{si}), pierderile în oțel: $p_{Fe} = 62$ W.

Parametrii electrici ai motorului dimensionat sînt: $R_1 = 1{,}673\ \Omega$; $X_{\sigma 1} = 12{,}91\ \Omega$; $X_m = 25{,}9\ \Omega$; rezistența corespunzătoare pierderilor în oțel [4], [10]: $R_{Fe} = 3(k_E U_1)^2/p_{Fe} = 698\ \Omega$; $R_2' = 14{,}03\ \Omega$; reactanța de scăpări (de „decuplaj" magnetic) a indusului [10] la $s = 1$: $X_{\sigma 2d}' = 0{,}454\ \Omega$. Folosind pentru lungimea unei laturi exterioare a unei bobine de compensare [7] expresia: $L_f = l_1 + 2l_f/3 = 0{,}23$ m, iar pentru permeanța geometrică de scăpări comune pe unitatea de lungime [7] valoarea: $\lambda_1 = 0{,}25$, atunci se obține pentru reactanța de dezechilibru de scăpări [7]: $X_{os} = 0{,}5\ \Omega$. Rezultă impedanțele echivalente pe fază de succesiune directă și inversă [10], egale între ele la $s = 1$:

$$\underline{Z}_{ed} = \underline{Z}_{ei} = R_1 + jX_{\sigma 1} + \frac{1}{\dfrac{1}{jX_m} + \dfrac{1}{R_{Fe}} + \dfrac{1}{R_2' + jX_{\sigma 2d}'}} =$$

$$= 12{,}12 + j\,18{,}79.$$

Cu ajutorul lor și a curbelor și formulelor prezentate în [11] se pot determina (pentru $s = 1$) componentele simetrice ale curenților statorici: $\underline{I}_d = 5{,}095 - j\,8{,}07$; $\underline{I}_i = -0{,}085 + j\,0{,}462$ și rezultă valorile efective: $I_A = 9{,}11$ A; $I_B = 9{,}92$ A; $I_C = 9{,}62$ A. Lui $I_d = 9{,}54$ A îi corespunde (fig. 5) $I_{2d}' = 8{,}15$ A [10], iar pentru $s = 1$; $p = 3$; $k_r = 1{,}325$; $G = 1{,}834$ se determină coeficientul [11]: $f_d = -7{,}17$;

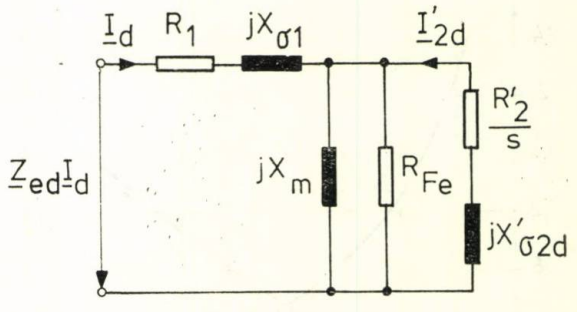


Fig. 5. Schema echivalentă pe fază (de succesiune directă) a motorului asincron liniar.

se poate astfel calcula forța de tracțiune dezvoltată de motor la pornire [11]:

$$F_P = \frac{m_1 \dfrac{R_2'}{s} I_{2d}'^2}{2f_1 \tau} + \frac{X_m}{2f_1 \tau} \frac{f_d}{100} I_d^2 = 350{,}8\ \text{N}.$$

Puterile absorbite de motor la $s = 1$ sînt: $S_1 = 6{,}3$ kVA; $P_1 = 3{,}36$ kW, iar factorul de putere este: $k_P = P_1/S_1 = 0{,}534$.

Bigliografie

[1] *Moraru, A.* Rezistența rotorului în formă de pahar. In : Electrotehnica **7**, 1959, nr. 5, p. 161—167.

[2] *Bolton, H.* Transverse edge effect in sheet-rotor induction motors. In : Proc. IEE, vol. **116**, nr. 5, 1969, p. 725—731.

[3] *Voldek, A.* Indukționnie magnitoghidrodinamiceskie mașini s jidkometalliceskim rabocim telom. Energhia, Leningradskoe otdelenie, 1970.

[4] *Gheorghiu, I.S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, vol. **3** ; Mașini asincrone. București, Ed. Academiei, 1971.

[5] *Boldea, I.* Metodică de calcul electromagnetic al motoarelor asincrone liniare de viteză mică. In : Electrotehnica **20**, nr. 1, 1972, p. 16—23.

[6] *Lang, A.* Enflüss der Streufelder auf Entwurf und Betriebsverhalten asynchroner Linearmotoren. Dissertation, TU Braunschweig, 1973.

[7] *Peșteanu, O., Dâmboiu, E., Bidian,* D. Efectul de capăt longitudinal static la motoarele asincrone liniare. In : St. cerc. energ. electr., **24**, nr. 1, 1974, p. 139—153.

[8] *Saal, C., Peșteanu, O.* Caracteristicile mecanice statice ale motoarelor asincrone liniare plane. In : E.E.A.-Electrotehnica, nr. 7—8, 1974, p. 207—211.

[9] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Craiova, Ed. Scrisul Românesc, 1975.

[10] *Peșteanu, O.* Schemele echivalente ale motoarelor asincrone liniare și ale pompelor MHD plane. In : E.E.A — Electrotehnica **23**, nr. 7, 1975, p. 309—316.

[11] *Peșteanu, O.* Die Längsendeffekte beim asynchronen linearmotor mit quergeschlitzter Reaktionsschiene. In : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ. nr. 4, 1975, p. 537—552.

Intrat în redacție la 24.IV.1975

CZ 621.3.032.43 : 621.3.042

DISPOZITIV CU REPULSIE ELECTRODINAMICĂ
CIRCUITE MAGNETICE

Dispozitiv ultrarapid cu repulsie electrodinamică

DAN PAVELESCU, EUGEN GHEȚEA * — BUCUREȘTI

1. Generalități

În tehnica întreruperii curenților intenși, în prezent cunosc o tot mai largă utilizare întreruptoarelor cu acțiune ultrarapidă care produc o limitare sensibilă a undei de curent de scurtcircuit în amplitudine și durată. Aceste aparate, folosite în medie și joasă tensiune [1], [2], [3], [4], sînt echipate cu declanșatoare ultrarapide care la apariția defectului produc deschiderea rapidă a contactelor. Efectul de limitare a curentului, respectiv eficiența protecției realizate cu un astfel de întreruptor, depinde în principal [5], [6] de timpul de deschidere a contactelor și de evoluția în timp a tensiunii arcului electric de deconectare. Apariția unui tip de declanșator ultrarapid cu circuit magnetic fără fier, a cărui funcționare se bazează pe fenomenul de repulsie electrodinamică (denumit și efect Thomson), a dus la o creștere importantă a performanțelor la acest tip de aparate. După cum se arată în [4], dispozitivele de acest tip asigură un timp de răspuns al aparatului (timpul între apariția scurtcircuitului și deschiderea contactelor) de ordinul a 200 μs. Acest fapt determină o valoare de vîrf a curentului limitat și o integrală Joule la deconectare, de valori extrem de reduse, lucru foarte important la protecția instalațiilor care conțin elemente semiconductoare de putere.

* Ing. *D. Pavelescu* este asistent la Catedra de măsuri și aparate electrice din I.P.B., iar ing. *Eug. Ghețea* lucrează la Electroaparataj — București.

2. Considerații teoretice

Un dispoziitv cu repulsie electrodinamică tip Thomson este un ansamblu format dintr-o bobină și un disc conductor, dispuse în imediată apropiere. Bobina este parcursă de un curent intens, obținut în general prin descărcarea unei baterii de capacități.

În figura 1 se prezintă schematic un astfel de montaj, în care discul D suferă o repulsie

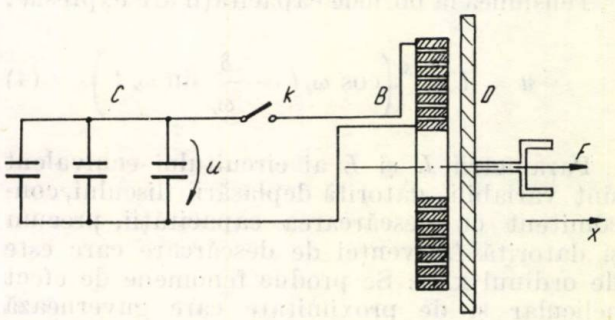


Fig. 1. Dispozitiv cu repulsie electrodinamică.

la descărcarea capacității C pe bobina B. Forța de respingere care apare între bobină și disc se datorează interacțiunii dintre cîmpul magnetic al bobinei și curentul indus în discul conductor. Schema electrică echivalentă a dispozitivului este prezentată în figura 2, unde s-a notat :

C — bateria de capacități, încărcată la tensiunea U ;

L_b, R_b — inductivitatea, respectiv rezistența electrică a bobinei;
L_d, R_d — inductivitatea și rezistența electrică a discului;
L_s, R_s — inductivitatea și rezistența racordului între capacitate și bobină;
i, i_d — curenții prin bobină și disc.

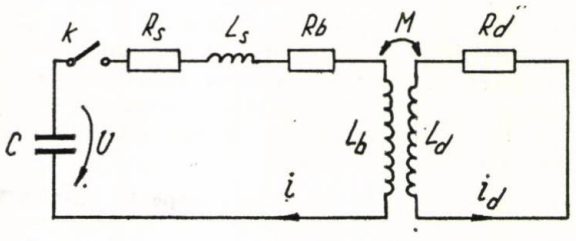


Fig. 2. Schema electrică echivalentă a dispozitivului.

Forța care se exercită asupra discului poate fi scrisă sub forma:

$$F = i \cdot i_d \frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x}. \qquad (1)$$

Dacă se consideră sistemul sub forma unui circuit echivalent R, L, C și dat fiind că în practică prezintă interes regimul oscilant, putem scrie expresia curentului de descărcare:

$$i = \frac{U}{\omega_e L} e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_e \cdot t, \qquad (2)$$

unde s-a notat:

$$\frac{R}{2L} = \delta; \; \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \; \omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \qquad (3)$$

Tensiunea la bornele capacității are expresia:

$$u = U e^{-\delta t}\left(\cos \omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e} \sin \omega_e t\right). \qquad (4)$$

Parametrii R și L ai circuitului echivalent sînt variabili, datorită deplasării discului, concomitent cu descărcarea capacității, precum și datorită frecvenței de descărcare care este de ordinul kHz. Se produc fenomene de efect pelicular și de proximitate care guvernează repartiția densității de curent în bobină și disc. Este dificil a se preciza această repartiție într-un caz concret și aceasta îngreunează calculul unor astfel de configurații. În literatură există exemple de rezolvare a acestei probleme, sub aspectul mărimilor electrice și mecanice.

Metodele de calcul utilizate se pot clasifica în două categorii:

— metoda de rezolvare a problemelor de cîmp, prin integrarea ecuațiilor lui Maxwell [7], [8], [9];

— metoda de descompunere a elementelor în circuite filiforme, parcurse de curenți constanți [10].

În ambele cazuri se fac ipoteze de calcul, din care citățm:

— considerarea configurației cu simetrie cilindrică;

— neglijarea influenței efectului de proximitate;

— considerarea repartiției densității de curent numai pe o anumită grosime a zonelor conductoare, egală cu adîncimea de pătrundere. Adîncimea δ_p se poate calcula cu relația:

$$\delta_p = \left[\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}\right]^{1/2}, \qquad (5)$$

unde:

μ este permeabilitatea mediului;
σ — conductivitatea electrică a mediului;
ω — pulsația cîmpului magnetic.

Aceste metode de calcul pot servi la optimizarea declanșatorului ultrarapid în sensul asigurării unei eficiențe maxime a acestuia. Această eficiență [8], se definește ca randamentul transferului de energie de la bateria de capacități către organul mobil al dispozitivului, avînd expresia:

$$\eta = \frac{W_m}{W_e}, \qquad (6)$$

în care:

$$W_m = \frac{1}{2} M v^2; \; W_e = \frac{1}{2} C U^2. \qquad (7)$$

Pentru a se asigura o valoare maximă pentru η la astfel de dispozitive, se utilizează discuri profilate [7], [8], care permit un mai bun acord între masa M a elementelor în mișcare și forță, respectiv viteza v a organului mobil.

3. Dispozitivul realizat. Modul de funcționare

S-a urmărit realizarea unui dispozitiv de repulsie electrodinamică, care să fie adaptabil ca declanșator ultrarapid la un întreruptor de joasă tensiune. În acest sens, a fost aleasă tensiunea maximă de încărcare a bateriei de capacități $U = 350$ V, valoare care se acordă cu tensiunea nominală a întreruptorului. Modelul de declanșator realizat, plus instalația aferentă sînt prezentate în figura 3. Declanșatorul propriu-zis este compus din ansamblul disc-bobină, care sînt plasate într-un cadru metalic. S-a utilitat o bobină plată tip Bitter, înglobată în rășină. Cadrul metalic susține și bateria C, realizată din capacități electrolitice.

Circuitele de alimentare, comandă și protecție sînt grupate pe panoul din dreapta

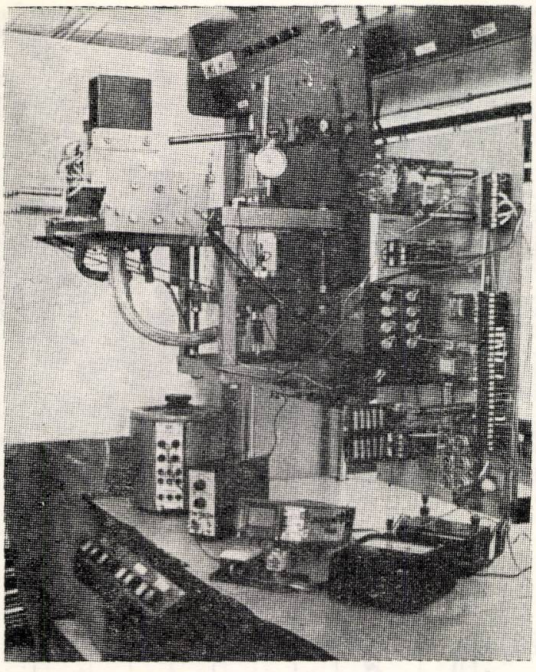


Fig. 3. Dispozitivul realizat și instalația aferentă.

figurii 3. Schema electrică corespunzătoare este cea din figura 4. În această schemă se observă circuitul de curent intens, compus din bateria de capacități C, bobina L_b și elementele de comutație care sînt tiristorul T_1 și diodele D_1 și D_2. Curentul de descărcare poate fi măsurat cu șuntul coaxial Sh. Încărcarea bateriei de capacități se face prin autotransformatorul AT, transformatorul ridicător Tf_1 și puntea Graetz G_1. Rezistența R_1 limitează curentul de încărcare, iar tiristorul T_2 permite separarea circuitului de încărcare de cel de curent intens, în timpul descărcării bateriei C. Transformatorul coborîtor Tf_2 asigură prin punțile redresoare G_2 și G_3 comanda tiristoarelor T_1 și T_2. Comanda acestora se realizează prin butoanele CD_1 și CD_2 cuplate mecanic, astfel încît la amorsarea tiristorului T_1 tiristorul T_2 întrerupe alimentarea capacității C. Schema conține contactorul de rețea CT_1, cu ajutorul căruia se realizează alimentarea instalației și contactorul CT_2, care asigură protecția operatorului. Astfel, bobina de excitație a acestuia B_2, este înseriată cu un contact

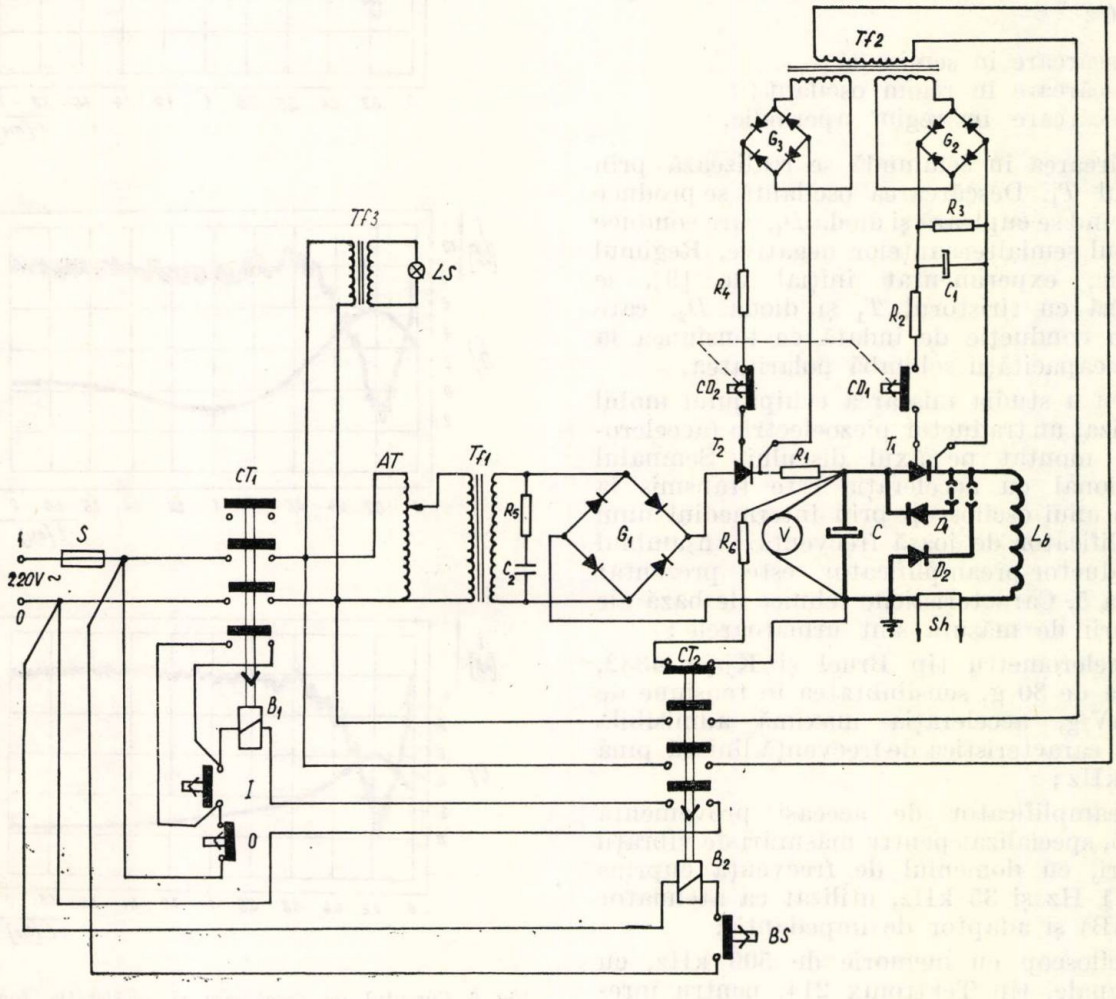


Fig. 4. Schema electrică generală a instalației.

de siguranță BS, acționat mecanic de un panou de protecție care interzice accesul la elementele sub tensiune. Dacă BS este deschis, B_1 pierde alimentarea, iar capacitatea C este șuntată de rezistența R_6. În acest fel schema este blocată, eliminîndu-se și tensiunea periculoasă dată de C. Instalația mai conține lampa LS care semnalizează prezența tensiunii de alimentare.

4. Măsurători și experimentări

Cu ajutorul instalației descrise anterior s-a efectuat un studiu experimental privind eficiența sistemului, în funcție de următoarele elemente :

— natura materialului pentru discul conductor ;

— regimul de descărcare a bateriei de capatăți.

Referitor la materialele utilizate pentru disc, s-au făcut probe pentru discuri din cupru și aluminiu, acestea prezentînd interes practic în construcția acestui tip de dispozitive. Plasînd diodele D_1 și D_2 ca în figura 4, s-au realizat trei regimuri de descărcare a capacității C :

— descărcare în semiundă ;
— descărcare în regim oscilant ;
— descărcare în regim aperiodic.

Descărcarea în semiundă se realizează prin tiristorul T_1. Descărcarea oscilantă se produce atunci cînd se cuplează și dioda D_1, care conduce în timpul semialternanțelor negative. Regimul aperiodic, experimentat inițial de [9], se realizează cu tiristorul T_1 și dioda D_2, care intră în conducție de îndată ce tensiunea la bornele capacității schimbă polaritatea.

Pentru a studia mișcarea echipajului mobil s-a utilizat un traductor piezoelectric (accelerometru), montat pe axul discului. Semnalul proporțional cu accelerația este transmis la intrarea unui osciloscop prin intermediul unui preamplificator de joasă frecvență. Ansamblul disc-traductor-preamplificator este prezentat în figura 5. Caracteristicile tehnice de bază ale aparaturii de măsură sînt următoarele :

— accelerometru tip Bruel și Kjaer 4332, cu masa de 30 g, sensibilitatea în tensiune de 58,7 mV/g, accelerația maximă admisibilă 6000 g, caracteristica de frecvență liniară pînă la 15 kHz ;

— preamplificator de aceeași provenință tip 2625, specializat pentru măsurări de vibrații și șocuri, cu domeniul de frecvență cuprins între 0,1 Hz și 35 kHz, utilizat ca atenuator (—40 dB) și adaptor de impedanță ;

— osciloscop cu memorie de 500 kHz, cu două canale, tip Tektronix 214, pentru înregistrarea simultană a accelerației și curentului.

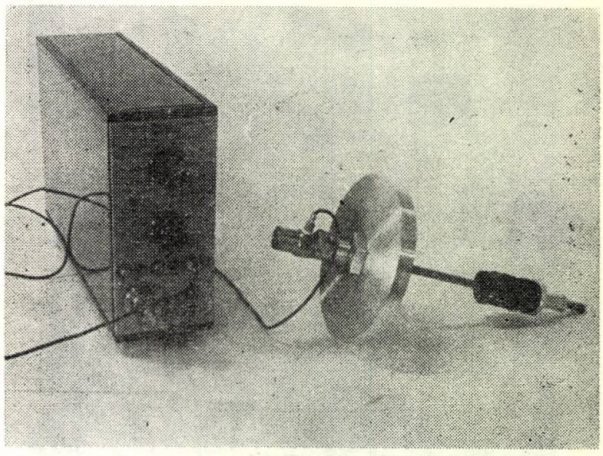


Fig. 5. Relativ la modul de măsurare a accelerației.

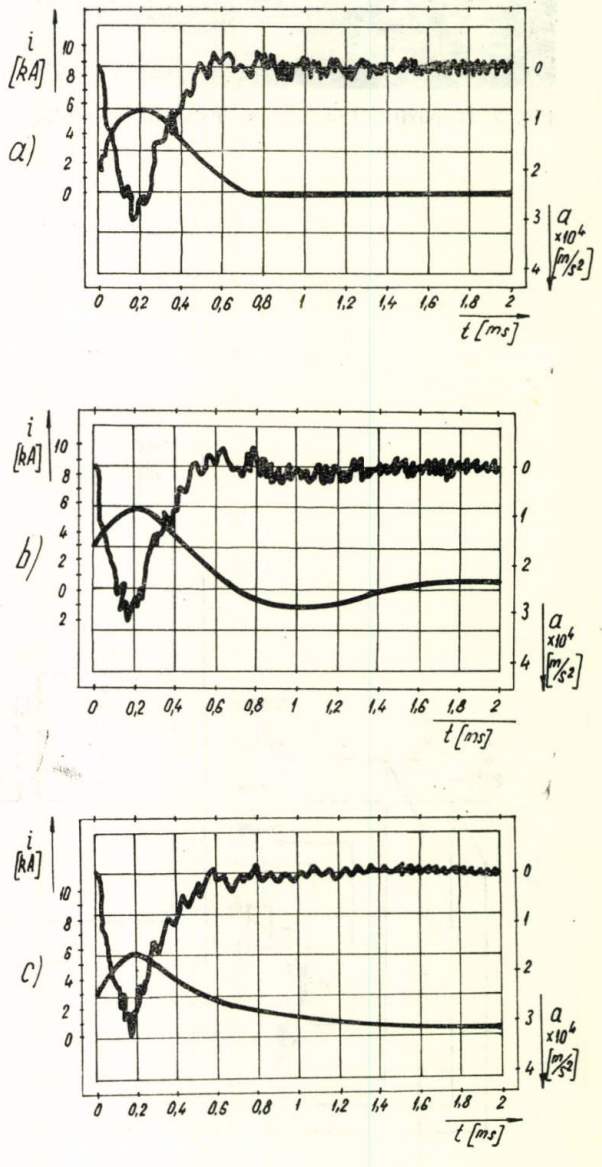


Fig. 6. Curentul de descărcare și accelerația funcție de timp, la discul de aluminiu.

S-a studiat cazul deplasării verticale a discului conductor, pentru a diminua pe cît posibil influența frecărilor în lagărele de ghidare. Utilizînd aceeași tensiune de încărcare U, s-au înregistrat curbele accelerației $a = f(t)$ și curentului de descărcare $i = f(t)$ în cele trei cazuri, pentru discuri de cupru și aluminiu, avînd aceleași dimensiuni geometrice. Astfel, în figurile 6a, 6b, și 6c se prezintă măsurători asupra unui disc din aluminiu,

Se constată că valoarea maximă a forței de accelerare este de $12{,}5 \cdot 10^3$N, pentru discul de aluminiu și $13{,}5 \cdot 10^3$N, pentru discul din cupru.

În figurile 7 și 8 sînt trasate curbele vitezei, respectiv spațiului pentru cele trei tipuri de descărcare, cu discul din aluminiu.

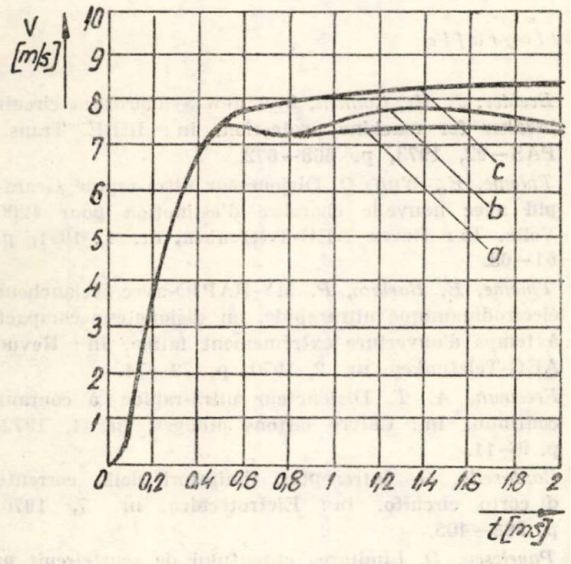


Fig. 7. Viteza funcție de timp la discul de aluminiu.

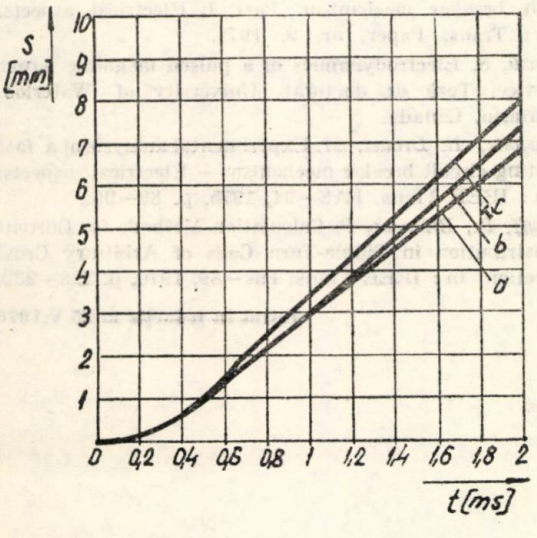


Fig. 8. Spațiul funcție de timp la discul de aluminiu.

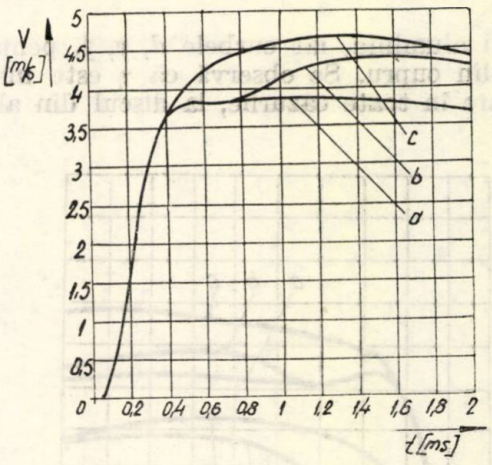


Fig. 9. Viteza funcție de timp la discul de cupru.

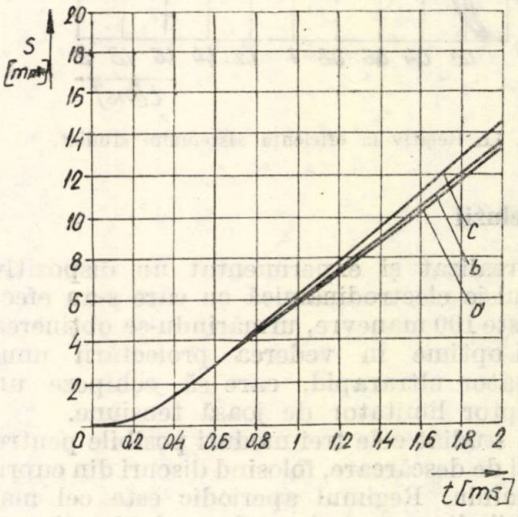


Fig. 10. Spațiul funcție de timp la discul din cupru.

Acestea s-au notat :

a — descărcare în semiundă ;
b — descărcare oscilantă ;
c — descărcare aperiodică.

Acestea au fost obținute din curbele accelerației prin integrare numerică. S-a utilizat metoda Simpson cu pas redus, pentru a se realiza o precizie suficientă. Curbele vitezei, respectiv spațiului pentru discul din cupru se pot urmări pe figurile 9 și 10.

Se observă că în cazul discului din aluminiu se realizează viteze de deplasare mai mari, dat fiind că masa sistemului este mai redusă. De asemenea, se observă că în toate cazurile viteza diminuează după circa 2 ms, echipajul mobil fiind frînat în principal de forța de greutate a sistemului și de rezistența aerodinamică.

Pe baza relațiilor (6) și (7) s-a calculat eficiența sistemului în toate cazurile studiate. Astfel în figura 11, curbele *a*, *b*, *c* reprezintă eficiența la cele trei tipuri de descărcare, pentru

disc din aluminiu, iar curbele *d*, *e*, *f*, pentru discul din cupru. Se observă că η este mult mai mare în toate cazurile, la discul din aluminiu.

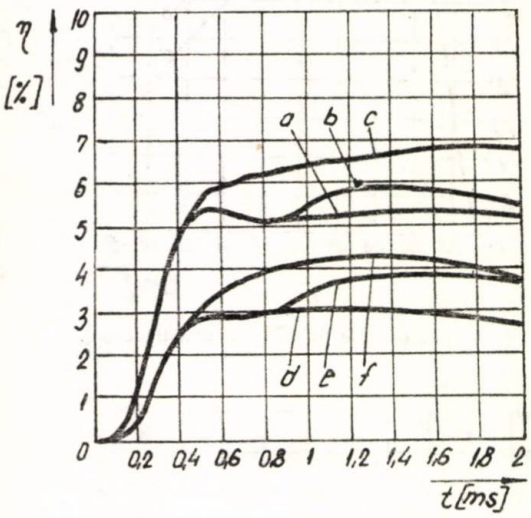


Fig. 11. Relativ la eficiența sistemului studiat.

5. Concluzii

S-a realizat și experimentat un dispozitiv de repulsie electrodinamică cu care s-au efectuat peste 100 manevre, urmărindu-se obținerea soluției optime în vederea proiectării unui declanșator ultrarapid, care să echipeze un întreruptor limitator de joasă tensiune.

S-au studiat cele trei moduri posibile pentru regimul de descărcare, folosind discuri din cupru și aluminiu. Regimul aperiodic este cel mai favorabil din punct de vedere al vitezelor și spațiilor, precum și al eficienței η. În plus, acest mod de descărcare, evită solicitarea inversă a bateriei *C* și reduce integrala Joule pentru tiristor.

Referitor la optimizarea unui dispozitiv de acest tip, se poate afirma că această problemă trebuie studiată pe un model fizic real, ținînd seamă de valoarea exactă a maselor în mișcare, cît și de acțiunea forțelor rezistente. Această optimizare trebuie să se refere la o anumită cursă a sistemului, impusă de modul de funcționare a întreruptorului. În cazul în care masa discului conductor are o pondere importantă în masa totală a elementelor în mișcare, este recomandabil a se utiliza aluminiul. Aceasta duce la o reducere a masei totale și o creștere a vitezei, respectiv a eficienței η. Valorile lui η se pot corecta folosind discuri profilate, care realizează un compromis între masă și forța dezvoltată pentru configurația respectivă. În plus, se realizează forțe de de rezistență aerodinamică mai reduse, lucru important în cazul declanșatoarelor care realizează viteze mari. Apreciem că pentru un dispozitiv de acest tip, optimizat în sensul celor arătate mai sus, valorile lui η pot ajunge la aproximativ 10%.

O deosebită atenție trebuie acordată proiectării și execuției dispozitivului, datorită eforturilor mecanice importante pe care le suportă în timpul funcționării. O atenție deosebită trebuie avută și la proiectarea și execuția bobinei plate.

Bibliografie

[1] *Beehler, J, Mc, Connell, L.* A new Synchronous circuit breaker for machine protection. In: IEEE. Trans., PAS—92, 1973, p. 668—672.

[2] *Thieme, E., Wulf, O.* Disjoncteur ultra-rapide Gearapid avec nouvelle chambre d'estinction pour 1200 Volts. In: Revue AEG-Telefunken, nr. 4, 1971, p. 61—63.

[3] *Thieme, E, Bartam, P.* MY-RAPID avec declancheur électrodinamique ultrarapide, un disjoncteur compact à temps d'ouverture extrémement faible. In: Revue AEG-Telefunken, nr. 2, 1970, p. 72—74.

[4] *Freeman, A. T.* Disjoncteur ultra-rapide à courant continuu. In: Cuivre laitons alliages, nr. 4, 1972, p. 9—11.

[5] *Cantarella, G.* Intreruptori limitatori della corrente di corto circuito. In: Eletrotecnica, nr. 7, 1970, p. 398—405.

[6] *Pavelescu, D.* Limitarea curentului de scurtcircuit în aparatele de joasă tensiune, limitatoare. In: E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 9—10, 1974, p. 291—299.

[7] *Basu, S., Srivastava, K.D.* Analysis of a fast acting circuit breaker mechanism. Part I, Electrical aspects. In: Trans. Paper, nr. 9, 1971.

[8] *Basu, S.* Electrodynamics of a pulsed magnetic power device. Teză de doctorat. University of Waterloo, Ontario, Canada.

[9] *Rajotte, R. Drouet, M.* Experimental analysis of a fast acting circuit breaker mechanism — Electrical aspects. In: IEEE Trans. PAS—94, 1975, p. 89—96.

[10] *Ryff, P., Biringer, P.* Calculation Methods for Current Distribution in Single-Turn Coils of Arbitrary Cros Section. In: IEEE Trans. Pas—89, 1970, p. 228—232.

Intrat în redacție la 25.V.1976

CZ 616-0.33.7

NEUROSTIMULATOR
ASTABIL LARG REGLABIL
DUBLAREA CĂII ÎN C.C.

Neurostimulatoare de unde rectangulare

RADU NEGOESCU * — BUCUREȘTI

Neurostimulatorul reprezintă în general un generator de funcție controlabil în limite largi în domeniul timp, care se comportă la ieșire ca o sursă reglabilă de curent sau tensiune, utilizat în clinică pentru electrodiagnostic și terapie, precum și în cercetări de electrofiziologie [1].

Competiția tehnică în acest domeniu se referă actualmente la realizarea unei maxime versatilități a semnalului de ieșire în condițiile unei maxime simplități și economicități constructive.

Versatilitatea neurostimulatoarelor comportă mai multe criterii:

1. Varietatea formelor de undă: rectangulară, triunghiulară, exponențială, trapezoidală, sinusoidală.

2. Varietatea secvenței temporale: tren de impulsuri cu durată reglabilă, manopuls, bipuls, bipuls cu întîrziere reglabilă etc.

3. Gama de reglare a parametrilor temporali pentru o formă de undă dată: frecvența, factorul de umplere, panta de creștere etc.

4. Nivelul de ieșire, cu valori maximale mergînd de la zeci la sute de volți, pe rezistențe interne de ordinul kiloohmilor pentru generatoarele de tensiune și sutelor de kiloohmi pentru generatoarele de curent.

Un factor de eficiență pentru o realizare se definește după cum urmează:

$$E = \frac{\Sigma N_i}{A}, \qquad (1)$$

unde N_i este nota relativă pentru criteriul i din lista de mai sus, calculată ca procent de caractere realizate față de numărul maxim de caractere posibil sau față de numărul caracterelor realizate de aparatul de referință, iar A, totalul dispozitivelor active ale circuitelor.

1. Generatorul astabil larg reglabil

1.1. Montajul clasic. Fie circuitul clasic din figura 1 care produce la ieșire unda cvasirectangulară: plus $= T_1$, pauza $= T_2$, cu parametrii *independent reglabili*:

— brut, în p trepte decadice pentru T_1 prin comutarea condensatorilor $C_{1i} = C_1 \cdot 10^{i-1}$, $i = 1 \ldots p$, respectiv în q trepte decadice pentru T_2 prin comutarea condensatoarelor $C_{2k} = C_2 \cdot 10^{k-1}$, $k = 1 \ldots q$;

— fin, prin reostatele R_{B1} și R_{B2}, $R_{Bm} = \frac{1}{10} R_{BM}$, care ajustează duratele în raportul 10 : 1 pentru fiecare combinație de trepte (în continuare: m = minim, M = maxim).

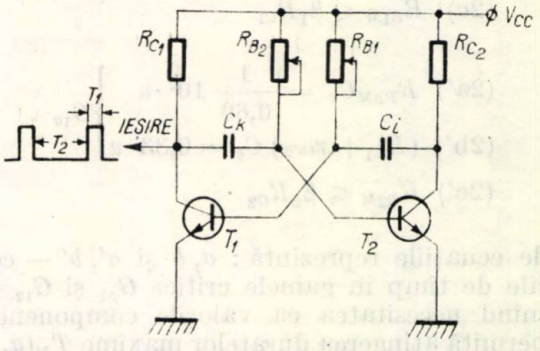


Fig. 1

Domeniile de reglare a lui T_1 și R_2 se pot găsi într-una din situațiile *a*, *b* sau *c* din figura 2 (origine comună, T_2 decalat înainte, T_2 decalat înapoi); vom considera cazul interesant pentru neurostimulatoare: origine comună ($T_{1m} = T_{2m}$) și $p \leqslant q$.

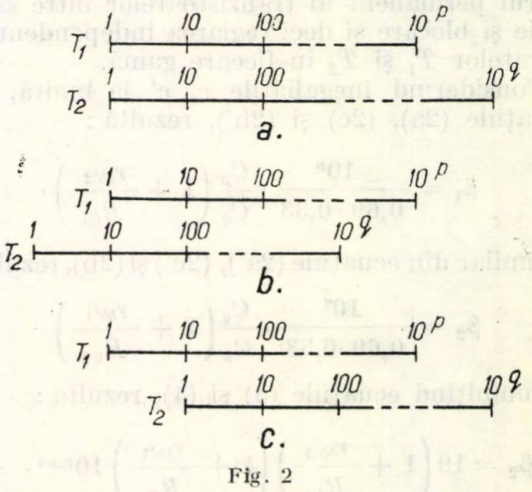


Fig. 2

Distingem în această situație:

— generatorul *simetric*: $p = q$;

— generatorul *nesimetric*: $p < q$,

după cum mulțimile perechilor $\{T_1, T_2\}$ la cei doi colectori se suprapun sau nu;

* Ing. *R. Negoescu* este cercetător la Inst. de igienă și sănătate publică — București.

— generatorul cu *explorare completă*: $pq = G$, G fiind numărul gamelor (combinațiilor de trepte), rezultînd $K \in [10^{-q}; 10^{p}]$, unde $K =$ = puls/pauză = T_1/T_2, este factorul de umplere;

— generatorul cu *explorare necompletă*: $pq > G$ (lipsesc unele combinații de trepte): cazul obișnuit este: $K \in [10^{-q}; 10^{r}]$, unde $r < p$ (de exemplu: $p=3, r=0$ sau 1); evident în acest caz pe al doilea colector se obține: $K \in [10^{-r}; 10^{q}]$.

Să considerăm cazul general al explorării complete.

Fie $T_{1m} = T_{2m} = u$; se poate scrie sistemul (2):

$$\left.\begin{aligned} &(2a)\ R_{B1M}C_p = -\frac{1}{0{,}69}\,10^{p}\cdot u \\ &(2b)\ (R_{C2} + r_{bb'1})\,C_p = 0{,}33\cdot u \end{aligned}\right\} G_{p1}$$

$$(2c)\quad R_{B1M} \leqslant \beta_1 R_{C1}$$

$$\left.\begin{aligned} &(2a')\ R_{B2M}C_q = \frac{1}{0{,}69}\,10^{q}\cdot u \\ &(2b')\ (R_{C1} + r_{bb'2})\,C_q = 0{,}33\cdot u \end{aligned}\right\} G_{1q}$$

$$(2c')\quad R_{B2M} \leqslant \beta_2 R_{C2}$$

unde ecuațiile reprezintă: a, b și a', b' — condițiile de timp în gamele critice G_{p1} și G_{1q} exprimînd necesitatea ca valorile componenelor să permită atingerea duratelor maxime $T_M(a, a')$ și simultan să asigure revenirea în cazurile cele mai defavorabile $\left(\tau_{rev\ max} = \frac{1}{3}\,T_{m}\right)$, o condiție a reglajului independent al duratelor (b, b); c și c' — condițiile de saturație asigurînd lucrul permanent al tranzistoarelor între saturație și blocare și deci reglarea independentă a duratelor T_1 și T_2 în fiecare gamă.

Considerînd inegalitățile c, c' la limită, din ecuațiile (2a), (2c) și (2b'), rezultă:

$$\beta_1 = \frac{10^{p}}{0{,}69\cdot 0{,}33}\cdot\frac{C_p}{C_q}\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right), \qquad (3)$$

și similar din ecuațiile (2a'), (2c') și (2b), rezultă;

$$\beta_2 = \frac{10^{q}}{0{,}69\cdot 0{,}33}\cdot\frac{C_q}{C_p}\left(1 + \frac{r_{bb'1}}{R_{C2}}\right). \qquad (4)$$

Înmulțind ecuațiile (3) și (4), rezultă:

$$\beta_1\cdot\beta_2 = 19\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\left(1 + \frac{r_{bb'1}}{R_{C2}}\right)10^{p+q}. \qquad (5)$$

Dacă $r_{bb'} \ll R_C$ și $\beta_1 \simeq \beta_2 \simeq \beta$, rezultă:

$$\beta^2 = 19\cdot 10^{p+q}, \qquad (6)$$

iar numărul maxim de trepte decadice realizabil cu circuitul clasic se obține din ecuația:

$$(p + q)_{max} = \text{ÎNTREG}\,\lg\frac{\beta^2_{max}}{19}. \qquad (7)$$

Se vede că utilizînd tranzistori de cîștig mare ($\beta_{max} \geqslant 500$), se poate ajunge la $(p + q)_{max} = 4$.

Observații

1. În montajul clasic scăderea lui R_C sub circa $10\,r_{bb'}$, devine dezavantajoasă; mărirea consumului nu produce avantaje în domeniul timp; astfel, pentru $R_C = r_{bb'}$ se obține: $(p + q)_{max} = \text{ÎNTREG}\,\lg\frac{\beta^2_{max}}{78} = 3$.

2. În cazul neurostimulatoarelor valorile maximale ale condensatoarelor din circuit sînt, considerînd $R_C = 1\ k\Omega \gg r_{bb'} \simeq 100\ \Omega$; $C_{max} = 0{,}33\ \mu F$, cu $T_m = 1$ ms (electrostimulatoare);

$C_{max} = 0{,}033\ \mu F$, cu $T_m = 0{,}1$ ms (cronaximetre).

În cazul generatoarelor cu explorare necompletă fiecare renunțare la o gamă critică permite sporirea cu o unitate a numărului treptelor decadice. În figura 3 este arătat circuitul cu

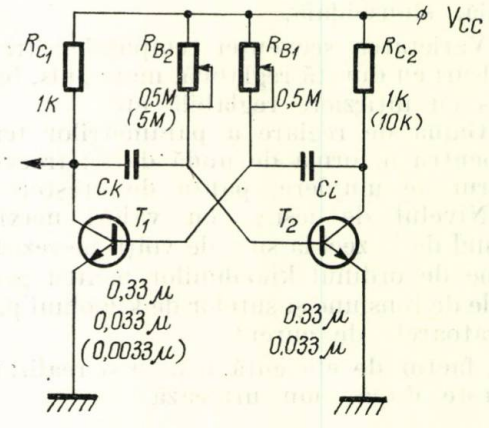


Fig. 3

explorare completă, de performanță maximală: $T_1, T_2 = 1 \ldots 100$ ms, (iar în paranteze sînt date valorile circuitului extins: $p = 2$, $q = 3$ ($T_1 = 1 \ldots 100$ ms, $T_2 = 1 \ldots 1000$ ms) prin renunțarea la gama critică G_{21} ($T_1 = 10 \ldots$ $\ldots 100$ ms, $T_2 = 1 \ldots 10$ ms), puțin utilă în neurostimulare.

Este util să amintim aici, în legătură cu aplicațiile în neurostimulare, circuitul astabil cu tranzistoare complementare, de utilizare mai recentă (fig. 4).

Relațiile de calcul sînt [2]:

$$\left.\begin{aligned} &T_1 \simeq 3(R_2 + r_{bb'1} + r_{CE2sat})\,C \\ &T_2 \simeq 0{,}69\,(R_1 + R_2 + R_3)\,C \end{aligned}\right\} \text{condiții de durată} \quad (8a)\ (8b)$$

$$R_3 \geqslant \beta_1\cdot\beta_2 R_1 \rightarrow \text{condiția de funcționare sigură.} \qquad (8c)$$

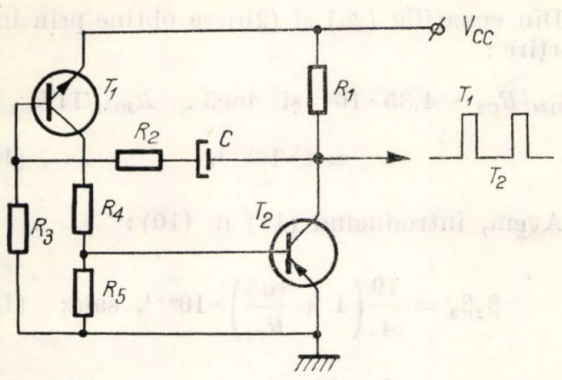


Fig. 4

Se vede că :

$$K = \frac{1}{4}\frac{R_2 + r_{bb'}}{R_3 + R_2} \tag{9}$$

și avem :

$$K_{\min} = \frac{1}{4} r_{bb'}/R_3 \,(R_2 = 0),$$

și

$$K_{\max} = \frac{1}{4} \text{ cînd } R_2 \gg R_3.$$

Valoarea minimă a factorului de umplere este remarcabilă (10^{-4}), dar valoarea sa maximală rămîne inferioară unității, dacă păstrăm, desigur, ieșirea pe același colector.

Dacă se impune reglajul independent al pulsului și pauzei, sistemul (8) primește și condiția suplimentară :

$$R_3 \gg R_2. \tag{8d}$$

Considerînd și limitările impuse de consum și tehnologie iată o imagine a performanțelor maximale ale circuitului în acest caz : dacă $R_1 \simeq 0{,}1$ kΩ (limitat de consum), rezultă : $R_{3\min} = 100$ kΩ ... 1MΩ ; cu $R_{3\min} = 1$ MΩ avem pentru T_1 trei trepte decadice, $R_{2\max} = 1$ kΩ ; 10 kΩ ; 100 kΩ ; pentru T_2 o treaptă decadică $R_{3\max} = 10$ MΩ (limitare tehnologică).

Se vede că $K_{\max}$ nu poate depăși 1/10 și numărul treptelor decadice este de ordinul 4. Circuitul cu tranzistoare complementare rămîne interesant pentru neurostimulare datorită factorului de umplere extrem de mic pe care-l oferă formei dreptunghiulare a semnalului de ieșire și bunei utilizări a sursei.

1.2. Soluții de ameliorare. În figura 5 a, b, c sînt prezentate cîteva variante ameliorate ale circuitului clasic [3].

Astabilul cu fixarea tensiunii pe colector reușește mai ales o îmbunătățire a formei de undă la ieșire. Cîștigul în versatilitate temporală rămîne modest (de ordinul $\times 2$) întrucît avantajul realizat prin disocierea temporară a lui R_C de rezistența de revenire (scăderea lui τ_{rev}) este contrabalansat de reducerea saltului negativ pe colector, impunînd mărirea condensatoarelor pentru a păstra duratele maxime (fig. 5 a).

Astabilul cu cale separată de reîncărcare a condensatoarelor ameliorează frontul pozitiv al undei de ieșire, fără să influențeze însă condițiile generale de timp ; revenirea dispare ca vizibilitate, dar rămîne prezentă în circuit, continuînd să impună restricții (fig. 5 b).

Utilizarea tranzistoarelor compuse — perechi Darlington — permite prin mărirea lui β un cîștig teoretic de circa două trepte decadice/tranzistor nou introdus, dar cîștigul real este

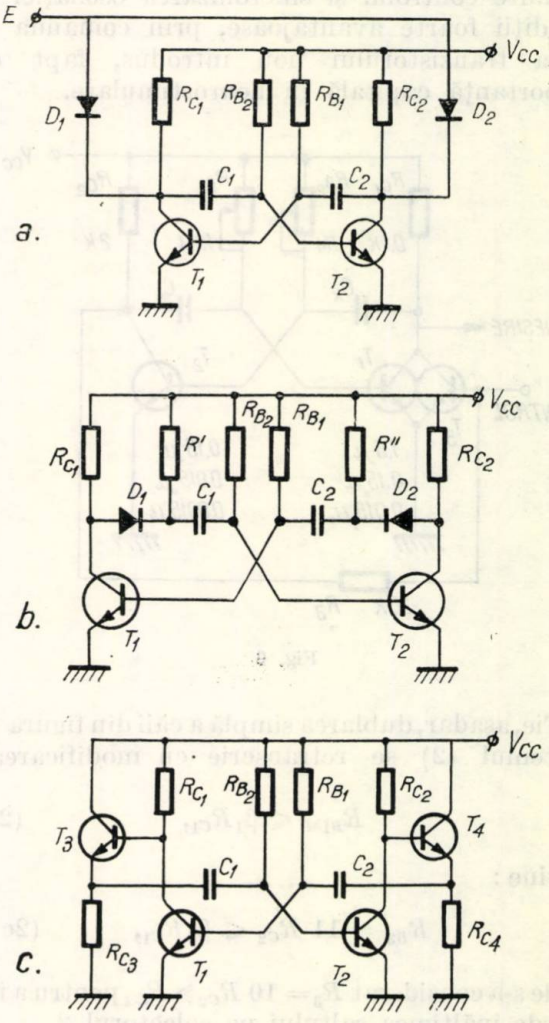


Fig. 5

întotdeauna mai mic, fiindcă $\beta_\in \simeq \beta^2$ nu poate fi în întregime valorificat, de exemplu, din cauza limitării tehnologice a valorii reostatelor din baze (în mod curent mai mici de 10 MΩ).

În sfîrșit, astabilul cu repetoare (fig. 5c) realizează o veritabilă ameliorare a versatilității în timp alături de corectarea formei de undă ; cîștigul în versatilitate este de circa două trepte decadice pentru fiecare repetor introdus.

Soluția utilizată de noi este *dublarea în curent continuu a căii de reacție într-un sens* (fig. 6); prin introducerea tranzistorului T_4 având un colector comun cu T_1 — cale de reacție unidirecțională — colectorul *1* este „forțat" în saturație nu prin rezistența bazei sale R_{B1}, ci prin saturația lui T_3 comandat de colectorul lui T_2, blocat în această perioadă; R_{B1} capătă grade de libertate suplimentare care influențează pozitiv versatilitatea montajului în domeniul timp. Așa cum vom vedea în continuare, cîștigul de versatilitate este cel puțin de ordinul de mărime al celui din montajul cu repetoare; în plus dublarea unidirecțională a căii de reacție permite controlul și sincronizarea oscilației în condiții foarte avantajoase, prin comanda în baza tranzistorului nou introdus, fapt de importanță capitală în neurostimulare.

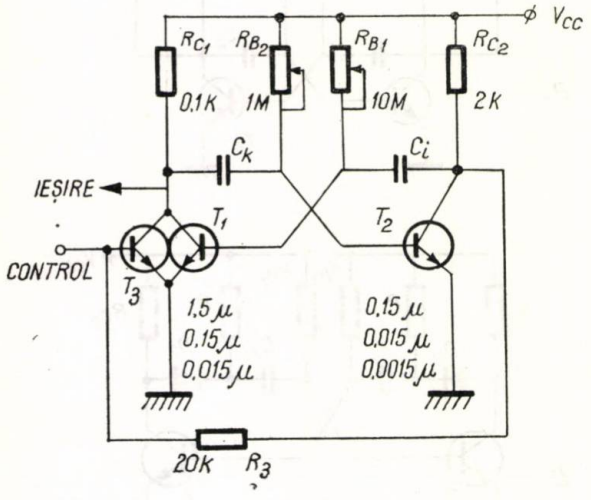


Fig. 6

Fie, așadar, dublarea simplă a căii din figura 6. Sistemul (2) se retranscrie cu modificarea:

$$R_{B1M} \leqslant \beta_1 R_{C1}, \tag{2c}$$

devine:

$$R_{B3} = 11\, R_{C2} \leqslant \beta_3 R_{C1}, \tag{2c''}$$

unde s-a considerat $R_3 = 10\, R_{C2} \gg R_{C2}$ pentru a nu pierde înălțimea saltului pe colectorul *2*.

Procedînd la fel ca pentru sistemul (2), se obține:

$$\beta_2\beta_3 = 19 \cdot 10^{q+p}\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\cdot\left(1 + \frac{r_{bb'1}}{R_{C2}}\right)\cdot$$

$$\cdot\frac{11R_{C2}}{R_{B1M}}\ ^{*)} \simeq 19 \cdot 10^{q+p}\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\cdot\frac{11R_{C2}}{R_{B1M}}, \tag{10}$$

considerînd $R_{C2} \gg r_{bb'1}$.

Din ecuațiile (2a) și (2b) se obține prin împărțire:

$$R_{B1M}/R_{C2} \simeq 4{,}35 \cdot 10^{p} \text{ și încă: } R_{B1M}/11R_{C2} \simeq$$

$$\simeq 4 \cdot 10^{p-1}. \tag{11}$$

Avem, introducînd (11) în (10):

$$\beta_2\beta_3 = \frac{19}{4}\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\cdot 10^{q+1}, \text{ sau:} \tag{12}$$

$$q = \text{ÎNTREG}\left[\lg\frac{\beta^2}{5} - \lg\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\right] - 1. \tag{13}$$

Pentru $\beta \simeq 500$ se vede că $q_{max} = 3$, cînd $R_{C1} \geqslant \frac{1}{4} r_{bb'2}$. Din ecuațiile (2a'), (2b'), (2c') se obține cu ușurință:

$$R_{C2} \simeq R_{C1}\left(1 + \frac{r_{bb'2}}{R_{C1}}\right)\frac{4{,}4 \cdot 10^{q}}{\beta_2}, \tag{14}$$

care trebuie minimizată pentru p_{max}, conform (11); rezultă:

$$p = 1 + \text{ÎNTREG}\ \lg\frac{\beta_2 R_{B1M}}{2 \cdot 10^{q+2} \cdot (R_{C1} + r_{bb'})}. \tag{15}$$

Dacă se consideră limitarea tehnologică $R_{B1M} \leqslant$ $\leqslant 10\ \text{M}\Omega$, $\beta_2 \simeq 500$, precum și $r_{bb'} = 100\ \Omega$ se obține variantele interesante din tabelul 1.

Tabelul 1

a.	R_{C1}	$\geqslant$	$r_{bb'}$	$q = 3$ $p = 2$
b.	R_{C1}	$=$	$r_{bb'}$	$q = 3$ $p = 3$
c.	R_{B1}	$\leqslant$	$\frac{1}{4} r_{bb'}$	$q = 2$ $p = 4$

Deci $(p + q)_{max} = 6$, un tranzistor suplimentar sporește cu două trepte decadice posibilitățile circuitului, varianta *b* fiind de reținut datorită consumului mai mic.

Valorile din figura 6 se referă la această variantă într-un montaj cu $T_1 = 1 \ldots 1000$ ms, $T_2 = 1 \ldots 1000$ ms în orice combinație.

*) T_1 introduce în circuit la revenirea lui C_p rezistența $r_{bb'}$, deoarece tranzistorul este realmente saturat conform definiției regimului saturat normal: $V_{BE} > 0$, $V_{CB} < 0$: într-adevăr: $V_{BE} \simeq 0{,}7 > 0$, $V_{CB} = V_{CE}(T_3) - V_{BE} \simeq$ $\simeq 0{,}3 - 0{,}7 < 0$ pentru siliciu.

În sfîrşit, se poate considera dublarea căii în c.c. la ambele colectoare; o analiză similară a stărilor cvasistaţionare arată că în acest caz se poate obţine $(p + q)_{max} = 8$ în condiţii avantajoase pentru tranzistorii suplimentari: $\beta_3 \cdot \beta_4 = 100 \ldots 1000$; verificările experimentale ne-au demonstrat însă că problemele de stabilitate a circuitului care apar în această variantă nu pot fi rezolvate fără a pierde avantajul simplităţii; pe de altă parte, extinderea de şase decade, obţinută cu montajul cu dublarea căii la un singur colector, răspunde în condiţii de simplitate tuturor exigenţelor legate de utilizarea circuitului în neurostimulare.

Iată pentru ilustrare schema de principiu a generatorului structurii timp a unui cronaximetru de performanţă (fig. 7): durata stimulului: 0,01 ... 1000 ms (5 decade); durata pauzei: 200 ms în decadele 1 ... 4; 1000 ms în decada 5;

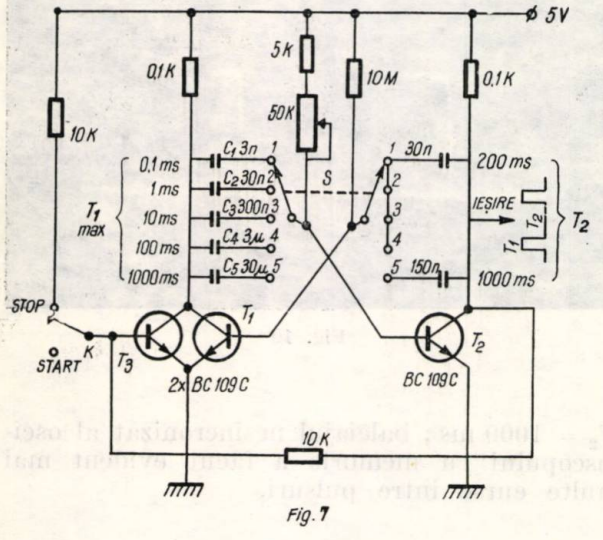


Fig. 7

frecvenţa de repetiţie = 3 ... 5 Hz în decadele 1 ... 4; 0,5 ... 1 Hz în decada 5; comutatorul K lansează sau stopează oscilaţia, permiţînd aplicarea unui tren de oscilaţii de durată determinată.

Observaţie. Folosirea unor reostate de ordinul 10 MΩ pune problema valabilităţii relaţiei $T = 0{,}69$ RC, care presupune $R\, I_{CBO} < V_{CC}$ pentru tranzistori cu siliciu, $I_{CBO} \simeq 10$ nA, condiţia $RI_{CBO} = 10$ MΩ · 10 nA = 0,1 V este încă respectată; pentru tranzistori cu germaniu dublarea căii de reacţie în curent continuu trebuie aplicată cu precauţii suplimentare.

2. Neurostimulator de undă rectangulară

În cele ce urmează se descrie un electrostimulator care în condiţii de simplitate constructivă, satisface cvasitotalitatea necesităţilor de electroşoc în experimentul farmacologic pe animale de laborator, realizat în Laboratorul de fiziologia muncii I.I.S.P. (fig. 8).

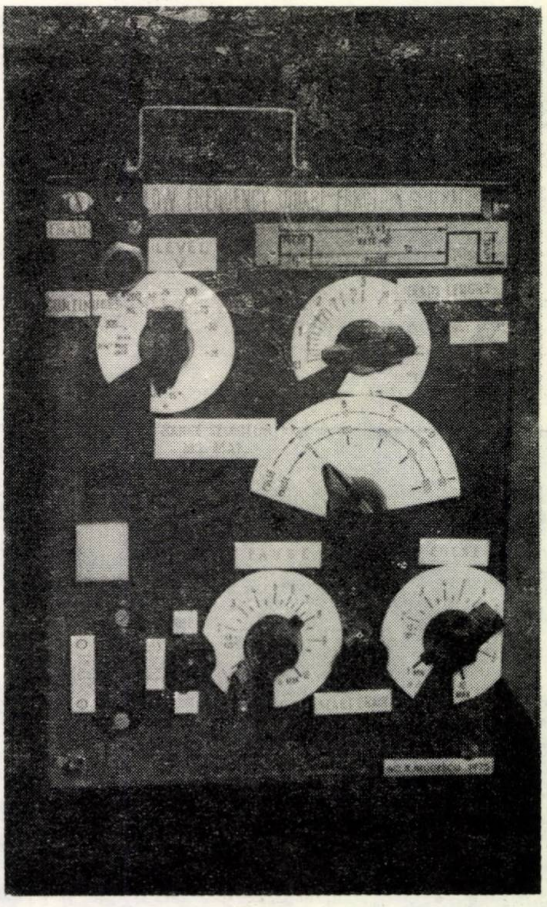


Fig. 8

Caracteristicile sale, conform listei de criterii amintite, sînt:

1 — undă rectangulară;

2 — secvenţa temporală: tren reglabil 0,1 ... 3,75 s, monopuls, bipuls (semiautomat);

3 — frecvenţa de repetiţie: 0,9 ... 500 Hz; pulsul: 1 ... 100 ms; pauza: 1 ... 1000 ms; factorul de umplere: 10^{-3} ... 10;

4 — tensiunea de ieşire: 25 ... 300 V pe rezistenţa internă de 1 kΩ, într-un montaj cu cinci dispozitive active în circuitele de prelucrare şi amplificare, produc un factor de eficienţă, calculat conform (1) de $F = 0{,}67$. Neurostimulatorul de uz curent NEUROVAR (Alvar Electronic [4]) considerat referinţă pentru acest calcul, realizează într-un circuit cu 23 elemente active un factor de eficienţă $F = 0{,}17$.

Schema de principiu (fig. 9 şi tabelul 2) conţine astabilul clasic Q_1, Q_2 cu calea de reacţie dublată unidirecţional în c.c. prin Q_3; în fiecare din cele cinci game durata pulsului şi pauzei sînt independent reglabile din P_1, respectiv P_2 între maximum şi 1/10 din maximum.

În poziţia TREN a comutatorului S_3, Q_3 este ţinut permanent saturat prin R_6, P_3 şi D_1 şi întrerupe bucla de reacţie oprind oscilaţia. La apăsarea pushbutonului S_4 pe anodul diodei

Tabelul 2 (în ordinea indicilor)

R 0,1; 2; 50; 250; 13; 0,5; 18—05 W; 1,2—12 W; (kΩ)
P 0,5 lin. — 0,5 W; 1 lin. — 0,5 W; 0,025 — 0,5 W; 0,5 — 1 W (MΩ)
C 30; 300; 15; 150; 1500; 2 × 200 μF (nF)
Q 3 × *BC* 109 *C*
T 1/2 *ECC* 82; *EL* 34
D *DC* 2
E +5 V; +200 V; +600 V

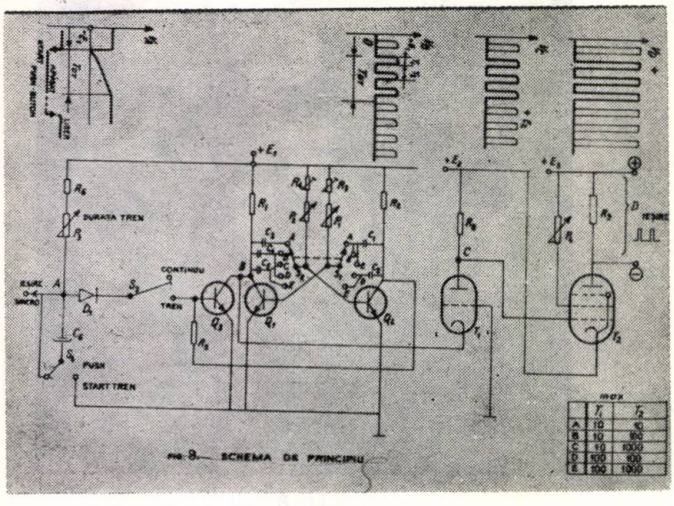


Fig. 9

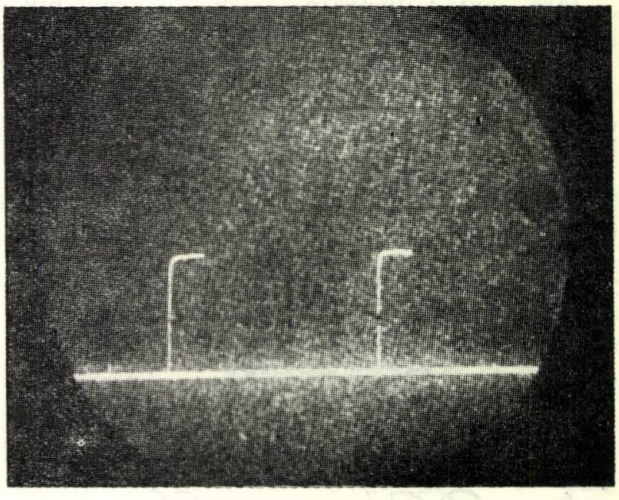


Fig. 10

D_1 ajune un salt negativ care o blochează un interval determinat de P_3, C_6 — durata trenului, în care oscilatorul este deblocat. Momentul apăsării este sincron cu frontul anterior (pozitiv) al primului plus la ieșire; semnalul negativ pe anodul lui D_1 poate servi la declanșarea cursei baleiajului într-o scopie a răspunsului la electrostimulare.

Pentru monopuls se alege durata maximă a pauzei (gamele *D*, *E*) și se acționează S_4 un interval ⩾ durata prereglată a pulsului; asemănător se declanșează și bipulsul.

Preamplificatorul T_1 lucrează normal deschis („normal" se referă la pauza între pulsuri) cînd pe catod se aplică o tensiune ușor pozitivă față de grilă; atunci căderea de tensiune de 60—70 V între + E_2 și anodul T_1 se aplică lui T_2 astfel încît tubul este blocat și între bornele de pacient tensiunea este nulă; pe puls, pe catodul lui T_1 se aplică $+E_1$, T_1 se blochează, T_2 intră în conducție aplicînd pacientului o tensiune controlabilă prin potențiometrul nedecuplat de ecran P_4.

În figura 10 este arătat pulsul la ieșire în situația cea mai defavorabilă de lucru $T_1 = 1$ ms, $T_2 = 1000$ ms; baleiajul nesincronizat al osciloscopului cu memorie a făcut evident mai multe curse între pulsuri.

Bibliografie

[1] * * * Electronica în medicină. București, Ed. tehnică, 1964, p. 41.

[2] *Doboș L.* Circuite basculante în practica radioamatorilor. București, Ed. tehnică, 1972, p. 55.

[3] *Mitrofan, Gh.* Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă. București, Ed. tehnică, 1969, p. 127.

[4] * * * ALVAR ELECTRONIC, NEUROVAR. Notice technique.

Intrat în redacție la 1.VII.1976

CZ 621.3.013 : 621.3.094

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONCENTRATOR DE CÎMP
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ
MĂSURAREA INDUCȚIEI MAGNETICE

Intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică

MIHAI ȘERBĂNESCU * — BUCUREȘTI

Principiul de funcționare, precum și unele experimentări privind parametrii concentratorului neferomagnetic de cîmp cu bobină cilindrică (fig. 1), alimentat prin descărcarea

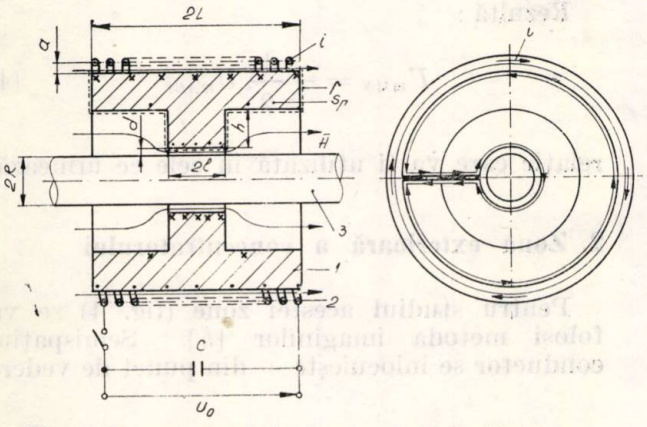


Fig. 1. Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrcă :
1 — corpul concentratorului ; *2* — bobina concentratorului ; *3* — piesa de lucru.

oscilatorie amortizată a unei baterii de condensatoare și utilizat, în principal, la deformarea electromagnetică a metalelor, a făcut obiectul unui număr relativ mare de lucrări. Principala necesitate care apare însă la concepția unui concentrator de cîmp magnetic, este posibilitatea predeterminării prin calcul a inducției magnetice, care se obține la suprafața piesei de deformat, cu această valoare putîndu-se apoi determina presiunea electromagnetică care acționează asupra piesei.

Întrucît în practică interesează numai valoarea de vîrf a primei alternanțe a inducției magnetice [1] și deoarece — datorită inerției materialului piesei și frecvenței relativ mare (8—12 kHz) — piesa începe să se deformeze aproximativ în momentul atingerii acestui vîrf [2], pentru studiul concentratorului de cîmp piesa de lucru se poate considera nedeformabilă.

În 1967, Dietz, Lippmann și Schenk [3] aplicînd metoda aproximării formei liniilor de cîmp, determină o expresie a inducției magnetice la suprafața piesei de deformat. Pornind însă de la ipoteza cîmpului magnetic uniform pe toată lungimea interstițiului din zona pragului, se elimină de la început posibilitatea determinării scăderii amplitudinii cîmpului către marginile pragului.

În 1971, C. Fluerașu [4] determină expresia inducției magnetice la suprafața piesei de lucru, considerînd corpul concentratorului și piesa ca fiind perfect conductoare, bazat pe faptul că adîncimea de pătrundere δ a cîmpului electromagnetic în semispațiul conductor este foarte mică la frecvențele utilizate pentru deformarea electromagnetică. Întrucît adîncimea δ poate fi comparabilă cu grosimea d a interstițiului dintre prag și piesă, autorul indică utilizarea în calcule a distanței echivalente $d_e = d + \delta_c + \delta_p$, unde δ_c și δ_p sînt adîncimile de pătrundere în semispațiul conductor pentru materialul concentratorului, respectiv al piesei. Tot ca ipoteze de calcul, corpul concentratorului, piesa de lucru și bobina concentratorului sînt considerate infinit lungi.

În această lucrare se stabilește cu precizie mai mare expresia inducției magnetice la suprafața piesei de lucru, rezultatele obținute fiind apoi comparate cu valori obținute prin măsurători experimentale.

1. Modelul teoretic

Frecvențele utilizate la deformarea electromagnetică determinînd valori foarte mici ale adîncimii de pătrundere δ a cîmpului electromagnetic în semispațiul conductor (de ordinul zecimilor de milimetru), corpul concentratorului și piesa de lucru se pot considera ca fiind perfect conductoare. În acest caz, repartiția curenților induși va fi strict superficială, iar liniile de cîmp magnetic tangente la suprafețele corpurilor conductoare.

Se observă că datorită fantei radiale (fig. 1), (fig. 1), curenții care apar prin inducție electromagnetică la suprafața peretelui conductor din vecinătatea bobinei, se vor închide prin zona interioară a concentratorului, în așa fel încît solenația prin suprafața S_Γ este nulă :

$$\theta S_\Gamma = \oint_\Gamma \bar{H} d\bar{s} = 0. \qquad (1)$$

* Ing. *M. Șerbănescu* este șef de lucrări la Catedra de măsuri și aparate electrice din Institutul politehnic București.

Corpurile masive fiind perfect conductoare, local conductorul se poate considera plat, adoptîndu-se deci un model plan-paralel (fig. 2a). La acest model, trecerea curentului de inducție din zona exterioară în zona interioară

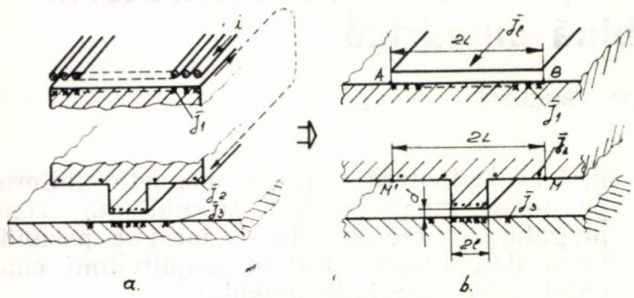


Fig. 2. Modele teoretice intermediare.

a concentratorului se face tot cu ajutorul fantei, aceasta fiind situată însă la infinit. Se neglijează deci neomogenitatea locală a cîmpului determinată de fanta radială.

Modelul teoretic din figura 2a se poate înlocui cu un model în care corpul concentratorului este infinit extins după direcția AB (fig. 2 b), iar bobina este asimilată cu o pînză de curent de lățime $2L$, situată la distanța a de suprafața conductorului masiv și avînd densitatea lineică de curent:

$$J_l = \frac{Ni}{2L}, \tag{2}$$

unde Ni este numărul de spire al bobinei. Această configurație determină modificarea cîmpului magnetic la extremele intervalului axial de lungime $2L$, dar nu îl afectează în zona de cîmp intens (zona pragului) care ne interesează.

Deoarece grosimea d a interstițiului este mult mai mică decît lățimea $2L$ a pragului, astfel încît cîmpul magnetic din interstițiu devine uniform la o distanță mică de colțuri, precum și datorită simetriei configurației, studiul cîmpului magnetic pentru zona interioară a concentratorului se poate face utili-

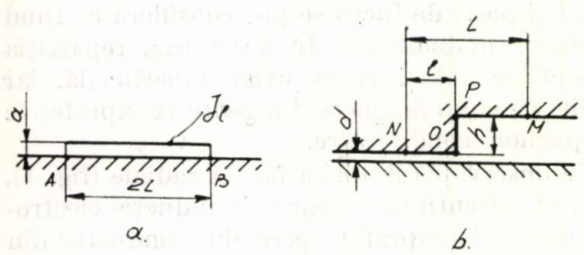


Fig. 3. Modelul teoretic final:
a — zona exterioară a concentratorului; *b* — zona interioară a concentratorului.

zînd numai o jumătate a acesteia. În figura 3 sînt reprezentate în secțiune transversală modelele teoretice finale pentru zonele interioară și exterioară ale concentratorului de cîmp. Transpunînd relația (1) în cazul modelului teoretic adoptat, se obține:

$$\int_A^B \bar{H}\mathrm{d}\bar{s} + 2\int_M^N \bar{H}\mathrm{d}\bar{s} = U_{mAB} + 2U_{mMN} = 0, \tag{3}$$

unde U_{mAB} și U_{mMN} (fig. 3) sînt tensiunile magnetice între punctele A și B, respectiv M și N, calculate de-a lungul dreptei AB, respectiv pe traseul $MPON$. Intensitatea cîmpului magnetic pe suprafețele frontale ale concentratorului fiind foarte mică, tensiunile magnetice corespunzătoare au fost neglijate.

Rezultă:

$$U_{mMN} = -\frac{1}{2}U_{mAB}, \tag{4}$$

relație care va fi utilizată în cele ce urmează.

2. Zona exterioară a concentratorului

Pentru studiul acestei zone (fig. 4) se va folosi metoda imaginilor [5]. Semispațiul conductor se înlocuiește — din punct de vedere

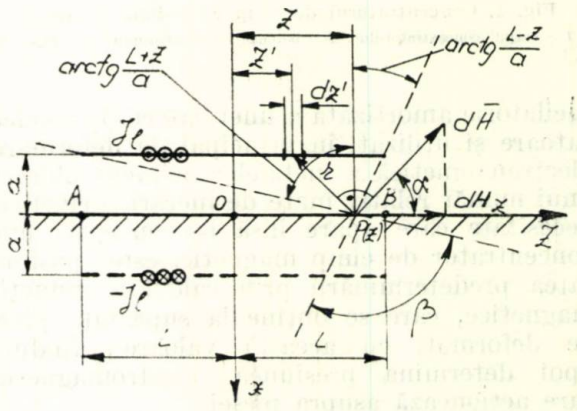


Fig. 4. Studiul zonei exterioare a concentratorului de cîmp.

al cîmpului magnetic produs — prin pînza de curent imagine, avînd lățimea $2L$, situată la distanța a de suprafața conductorului și cu densitatea lineică de curent $(-J_l)$.

Intensitatea cîmpului magnetic generat în punctul $P(z)$ de pe suprafața conductorului de către pînza de curent reală, avînd lățimea elementară dz' și situată la distanța z' față de axa Ox, este:

$$\mathrm{d}H(z) = \frac{J_l \mathrm{d}z'}{2\pi r}, \tag{5}$$

iar componenta sa tangențială are forma:

$$dH_z(z) = \frac{J_l dz'}{2\pi r}\cos\alpha = \frac{J_l dz'}{2\pi r}\frac{a}{r} =$$

$$= \frac{J_l}{2\pi}\frac{a}{(z-z')^2+a^2}dz'. \quad (6)$$

Prin integrarea expresiei (6) pe lățimea $2L$, se obține componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic produs de pînza de curent reală, în punctul P de pe suprafața conductorului:

$$H_{zr}(z) = \frac{J_l}{2\pi}a\int_{-L}^{L}\frac{dz'}{(z-z')^2+a^2} =$$

$$= \frac{J_l}{2\pi}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{L+z}{a} + \operatorname{arc\,tg}\frac{L-z}{a}\right). \quad (7)$$

Din figura 4 rezultă:

$$\operatorname{arc\,tg}\frac{L+z}{a} + \operatorname{arc\,tg}\frac{L-z}{a} = \beta, \quad (8)$$

de unde:

$$H_{zr}(z) = J_l\frac{\beta}{2\pi}, \quad (9)$$

în care β este unghiul sub care se văd extremitățile pînzei de curent din punctul P în care se calculează cîmpul magnetic.

Observînd că intensitatea tangențială H_{zi} a cîmpului magnetic produs de pînza de curent imagine în punctul P are aceeași expresie cu H_{zr} și folosind teorema superpoziției, rezultă componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic într-un punct situat pe suprafața conductorului la distanța z de axa Ox:

$$H_z(z) = H_{zr}(z) + H_{zi}(z) = J_l\frac{\beta}{\pi}. \quad (10)$$

Folosind relațiile (10) și (2), se calculează tensiunea magnetică U_{mAB}:

$$U_{mAB} = \int_{-L}^{L} H_z(z)dz =$$

$$= \frac{Ni}{\pi}\left(2\operatorname{arc\,tg}\frac{2L}{a} + \frac{a}{2L}\ln\frac{a^2}{a^2+4L^2}\right). \quad (11)$$

Se observă că dacă bobina este foarte apropiată de suprafața metalică, $a\to 0$ și $\lim_{a\to 0} U_{mAB} = Ni$. Pentru o bobină foarte depărtată de conductor, $a\to\infty$ și folosind regula lui Hôspital se obține $\lim_{a\to\infty} U_{mAB} = 0$.

3. Zona interioară a concentratorului

Se va reprezenta conform pe semiplanul superior al variabilei complexe ζ (fig. 5), domeniul cuprins între conductoarele masive. Cu metoda

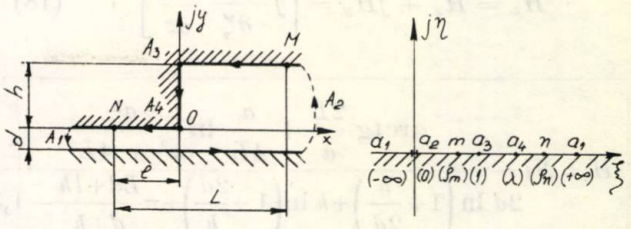


Fig. 5. Studiul zonei interioare a concentratorului de cîmp.

Christoffel-Schwartz, funcția care realizează această transformare este:

$$z = C_1\left[\sqrt{\lambda}\ln\frac{\sqrt{\zeta-\lambda}-\sqrt{\lambda(\zeta-1)}}{\sqrt{\zeta-\lambda}+\sqrt{\lambda(\zeta-1)}} - \right.$$

$$\left. - \ln\frac{\sqrt{\zeta-\lambda}-\sqrt{\zeta-1}}{\sqrt{\zeta-\lambda}+\sqrt{\zeta-1}}\right] + C_2, \quad (13)$$

în care C_1, C_2 și λ sînt constante ce urmează a fi determinate. Impunînd corespondența punctelor A_2, A_3, A_4 din planul z cu punctele a_2, a_3 respectiv a_4 din planul ζ se obțin constantele C_1, C_2 și λ:

$$C_1 = -\frac{d}{\pi};\quad C_2 = jh;\quad \lambda = \left(1+\frac{h}{d}\right)^2. \quad (14)$$

Așadar, funcția care realizează transformarea conformă căutată este:

$$z = -\frac{d}{\pi}\left[\sqrt{\lambda}\ln\frac{\sqrt{\zeta-\lambda}-\sqrt{\lambda(\zeta-1)}}{\sqrt{\zeta-\lambda}+\sqrt{\lambda(\zeta-1)}} - \right.$$

$$\left. - \ln\frac{\sqrt{\zeta-\lambda}-\sqrt{\zeta-1}}{\sqrt{\zeta-\lambda}+\sqrt{\zeta-1}}\right] + jh, \quad (15)$$

în care pentru simplificarea scrierii, λ nu a fost explicitat.

În planul complet ζ, definim potențialul complex:

$$W(\zeta) = j\frac{V_0}{\pi}\ln\zeta = U + jV, \quad (16)$$

$$U = -\frac{V_0}{\pi}\theta;\quad V = \frac{V_0}{\pi}\ln\rho, \quad (17)$$

unde V_0 este o constantă reală. Funcția complexă $W(\zeta)$ reprezintă cîmpul dintre două armături semiplane delimitate de punctele

$-\infty$ și $0-$, respectiv 0_+ și $+\infty$, iar curbele U = cts. și V = cts. reprezintă liniile de cîmp, respectiv liniile echipotențiale.

Intensitatea complexă a cîmpului magnetic este :

$$H_z = H_x + jH_y = \left[j \frac{\partial W}{\partial \zeta} \frac{\partial \zeta}{\partial z} \right]^*, \qquad (18)$$

$$H_z = Ni \frac{\operatorname{arctg} \frac{2L}{a} + \frac{a}{4L} \ln \frac{a^2}{a^2 + 4L^2}}{2d \ln\left(1+\frac{h}{2d}\right) + h \ln\left(1+\frac{2d}{h}\right) + \pi \frac{Ld + lh}{d+h} - 1{,}386\, d} \left[\sqrt{\frac{\zeta - 1}{\zeta - \left(1+\frac{h}{d}\right)^2}} \right]^* = H_0 \left[\sqrt{\frac{\zeta - 1}{\zeta - \left(1+\frac{h}{d}\right)^2}} \right]^*, \qquad (25)$$

iar cu (13) și (16) devine :

$$H_z = \frac{V_0}{d} \left(\sqrt{\frac{\zeta - 1}{\zeta - \lambda}} \right)^*. \qquad (19)$$

Pentru determinarea constantei V_0 se calculează tensiunea magnetică U_{mMN} utilizînd relația (13), astfel încît rezultă :

$$U_{mMN} = -\frac{V_0}{\pi} \ln \frac{\rho_n}{\rho_m} \qquad (20)$$

și punîndu-se condiția (4), se obține :

$$V_0 = \frac{Ni}{2} \left(2 \operatorname{arc\,tg} \frac{2L}{a} + \frac{a}{2L} \ln \frac{a^2}{a^2 + 4L^2} \right) \frac{1}{\ln \frac{\rho_n}{\rho_m}}. \qquad (21)$$

Așadar, expresia intensității complexe a cîmpului magnetic în zona interioară a concentratorului este :

$$H_z = \frac{Ni}{2d} \frac{2 \operatorname{arc\,tg} \frac{2L}{a} + \frac{a}{2L} \ln \frac{a^2}{a+4L^2}}{\ln \frac{\rho_n}{\rho_m}} \left(\sqrt{\frac{\zeta - 1}{\zeta - \lambda}} \right)^*. \qquad (22)$$

Mărimile ρ_m și ρ_n se determină impunînd corespondența punctelor $M(L - l,\ jh)$ și $N(-l,\ 0)$ din planul z cu punctele $m(\rho_m,\ 0)$, respectiv $n(\rho_n,\ 0)$ din planul ζ ; pentru aceasta se folosește expresia (16) a funcției de transformare, în care $\zeta = \rho$ deoarece la suprafața concentratorului $\theta = 0$. Ținînd seamă de expresia (14) a constantei λ, se obține în final :

$$-\ln \rho_m \cong \frac{\pi(L - l)}{d + h} - \ln 4 ; \qquad (23)$$

$$\ln \rho_n \cong 2 \ln\left(1 + \frac{h}{2d}\right) + \frac{h}{d} \ln\left(1 + \frac{2d}{h}\right) + \frac{\pi l}{d}. \qquad (24)$$

Intensitatea complexă a cîmpului magnetic în zona interioară a concentratorului, devine :

unde cu H_0 s-a notat factorul independent de punct, component al expresiei intensității cîmpului magnetic complex.

4. Cîmpul magnetic la suprafața piesei

La suprafața piesei de deformat $\zeta = \rho e^{j\pi} = -\rho$, iar cîmpul magnetic este tangențial, orientat după axa Ox și are intensitatea :

$$H = H_0 \sqrt{\frac{\rho + 1}{\rho + \left(1 + \frac{h}{d}\right)^2}}, \qquad (26)$$

expresie care. ținînd seama de dependența $\rho = \rho(x)$ se mai poate scrie sub foma :

$$H = H_0 \, f(x, d, h). \qquad (27)$$

Pentru a explicita dependența $\rho = \rho(x)$, se folosește relația de transformare (15) ; la suprafața piesei $z = x - jd$, $\zeta = -\rho$, care înlocuite în (15) conduc la ecuația logaritmică :

$$\sqrt{\lambda} \ln \frac{\sqrt{\lambda(\rho+1)} - \sqrt{\rho+\lambda}}{\sqrt{\lambda(\rho+1)} + \sqrt{\rho+\lambda}} - \ln \frac{\sqrt{\rho+\lambda} - \sqrt{\rho+1}}{\sqrt{\rho+\lambda} + \sqrt{\rho+1}} + \frac{\pi}{d} x = 0. \qquad (28)$$

Rezolvînd această ecuație prin metoda interației cu ajutorul calculatorului numeric pentru diverse valori date mărimilor x și λ (d, h), s-a obținut dependența $\rho = \rho(x, d, h)$. Cu relația (26) s-au calculat curbele de variație ale funcției f în raport cu dimensiunile d, h și poziția x a punctului de măsură pe suprafața piesei de deformat (fig. 6 și 7).

Precizia oferită prin rezolvarea numerică a ecuației (28), permite să se observe (contrar rezultatelor din [4]) că în zona de cîmp intens,

intensitatea cîmpului magnetic depinde de raportul dintre înălțimea h a pragului și grosimea d a interstițiului. Această dependență a fost sesizată de altfel și experimental [6].

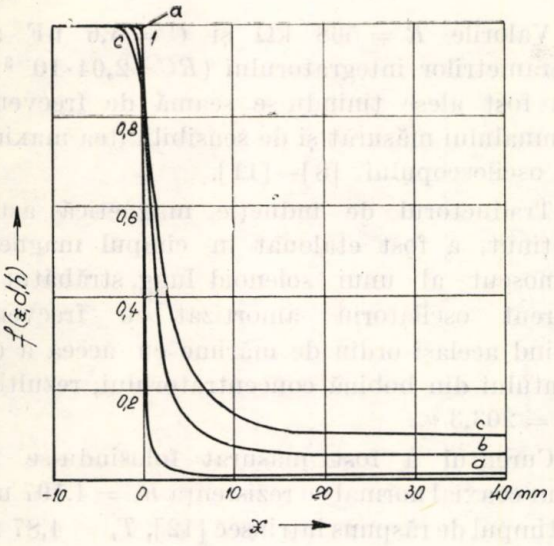


Fig. 6. Graficul funcției $f(x, d, h)$ pentru $h = 20$ mm : $a - d = 0{,}1$ mm; $b - d = 1$ mm; $c - d = 2$ mm.

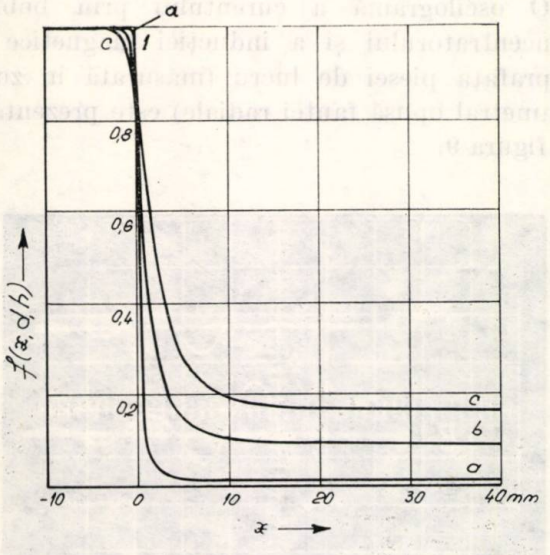


Fig. 7. Graficul funcției $f(x, d, h)$ pentru $h = 10$ mm : $a - d = 0{,}1$ mm; $b - d = 1$ mm; $c - d = 2$ mm.

Intensitatea cîmpului magnetic la suprafața piesei se poate calcula așadar cu relația (27), în care H_0 are expresia (25), iar $f(x, d, h)$ rezultă din figurile 6 și 7, curbele prezentate acoperind domeniul uzual de dimensiuni geometrice folosite la construcția concentratorilor de cîmp.

Întrucît dimensiunea d este foarte mică (uzual $d = 0{,}2 \div 1$ mm) și poate deveni comparabilă cu adîncimea de pătrundere δ a cîmpului electromagnetic în semispațiul conductor, la aplicarea relației (27) se va folosi o dimensiune echivalentă d_e, care să țină seamă și de fluxul magnetic care trece prin conductorul masiv. La pătrunderea cîmpului magnetic armonic $H_{0\max} \sin \omega t = \frac{B_{0\max}}{\mu} \sin \omega t$ în semispațiul conductor, fluxul magnetic lineic complex este :

$$\Phi_l = \int_0^\infty B(x)\,\mathrm{d}x = \int_0^\infty \underline{B}_0 e^{-\gamma x}\,\mathrm{d}x = \frac{\underline{B}_0}{\gamma} = \frac{\delta}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{4}} \underline{B}_0, \tag{29}$$

iar fluxul magnetic lineic :

$$\Phi_l(t) = \frac{\delta}{\sqrt{2}} B_{0\max} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right). \tag{30}$$

Întrucît interesează fluxul magnetic la momentul în care inducția magnetică $B_0(t)$ la suprafața conductorului trece prin valoarea sa maximă $\left(\omega t = \frac{\pi}{2}\right)$, pentru acest moment expresia (5) devine :

$$\Phi_l\Big|_{\frac{\pi}{2}} = \frac{\delta}{2} B_{0\max}. \tag{31}$$

Se poate considera așadar fluxul magnetic lineic din conductor ca existînd într-o coajă de grosime $\frac{\delta}{2}$, în care inducția magnetică are o valoare constată și egală cu valoarea maximă $B_{0\max}$ a inducției magnetice aplicată la exteriorul conductorului. Rezultă deci :

$$d_e = d + \frac{\delta_c}{2} + \frac{\delta_p}{2}, \tag{32}$$

unde δ_c și δ_p sînt adîncimile de pătrundere în semispațiul conductor pentru materialul concentratorului, respectiv al piesei.

5. Măsurători experimentale

S-au măsurat simultan curentul prin bobină și inducția magnetică la suprafața piesei de lucru, la descărcarea condensatorului C în regim oscilatoriu amortizat prin bobina

concentratorului (fig. 1), avînd următoarele caracteristici:

$2L = 100$ mm $\quad d = 1$ mm $\quad a = 2{,}3$ mm

$2l = 20$ mm $\quad h = 20$ mm $\quad N = 11$ sp.

Concentratorul de cîmp și piesa cilindrică au fost executate din cupru.

Pentru măsurarea inducției magnetice s-a folosit o bobină sondă cuplată cu un integrator RC. S-a construit o bobină sondă cu 12 spire din cupru cu diametrul conductorului de 0,05 mm, bobinate spiră lîngă spiră pe o bandă izolantă rigidă și foarte subțire. Bobinajul a fost izolat cu hostafan. Dimensiunile bobinei sondă au permis atît deplasarea sa în interstițiul dintre prag și piesă, cît și obținerea unor valori măsurabile pentru tensiunea electromotoare indusă.

Legătura electrică de la bobină la integratorul RC s-a făcut prin cablu coaxial adaptat cu independența caracteristică Z (fig. 8).

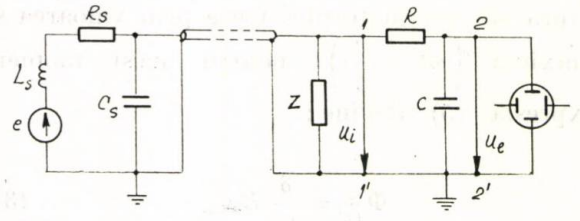


Fig. 8. Schema de măsură pentru inducția magnetică.

În figura 8 s-au mai notat:

L_s, R_s, C_s — inductivitatea, rezistența, respectiv capacitatea bobinei sondă și a conexiunilor pînă la cablul coaxial;

e — t.e.m. indusă în spirele bobinei sondă;

R, C — rezistența, respectiv capacitatea integratorului;

u_i, u_e — tensiunea de intrare, respectiv de ieșire a integratorului.

Semnalul obținut la ieșirea integratorului a fost măsurat folosind un osciloscop Philips PM 3230, cu două spoturi.

Întrucît tensiunea u_i [7] este de forma:

$$u_i = K_1 \frac{dB}{dt}, \tag{33}$$

unde K_1 depinde de parametrii bobinei sondă, iar B este inducția magnetică măsurată, rezultă tensiunea u_e măsurată de osciloscop:

$$u_e = K_2 B \text{ sau } B = K_3 u_e. \tag{34}$$

Valorile $R = 568$ kΩ și $C = 3{,}6$ nF ale parametrilor integratorului ($RC = 2{,}04 \cdot 10^{-3}$ s), au fost alese ținîndu-se seamă de frecvența semnalului măsurat și de sensibilitatea maximă a osciloscopului [8]—[11].

Traductorul de inducție magnetică astfel obținut, a fost etalonat în cîmpul magnetic cunoscut al unui solenoid lung, străbătut de curent oscilatoriu amortizat cu frecvența avînd același ordin de mărime cu aceea a curentului din bobină concentratorului, rezultînd $B = 203{,}3\, u_e$.

Curentul a fost măsurat folosindu-se un șunt coaxial normal cu rezistența $R_s = 4{,}197$ mΩ și timpul de răspuns intrinsec [12], $T_r = 4{,}87$ ns, tensiunea culeasă fiind transmisă la osciloscop prin intermediul unui cablu coaxial adaptat cu impedanța sa caracteristică.

O oscilogramă a curentului prin bobina concentratorului și a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru (măsurată în zona diametral opusă fantei radiale) este prezentată în figura 9.

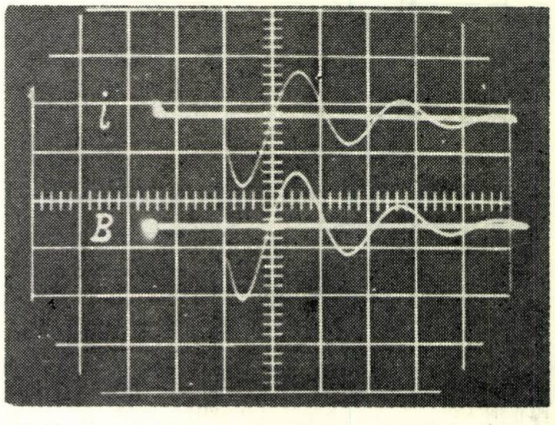


Fig. 9. Oscilogramă a curentului prin bobină și a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru, în punctul $x = -10$ mm
sensibilitatea pentru spotul de curent: 11,91 kA/div.; sensibilitatea pentru spotul de inducție magnetică: 4,066 T/div.; baza de timp: 50 μs/div.

Schimbînd axial poziția bobinei sondă, astfel încît să parcurgă întreaga lungime a concentratorului și efectuînd oscilograme similare la aceeași tensiune inițială a bateriei de condensatoare, s-a obținut experimental modul de

variație axială a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru. În figura 10 este trasată această curbă pentru valoarea maximă a inducției

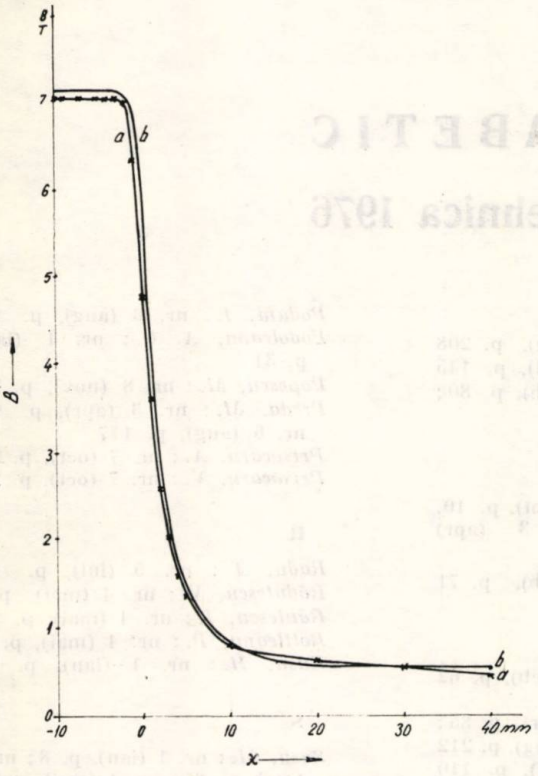


Fig. 10. Variația axială a valorii maxime a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru :
a — curba experimentală ; *b* — curba calculată folosind modelul prezentat.

magnetice, precum și curba calculată cu modelul prezentat. Pentru comparație, în figura 11 sînt prezentate curbele obținute prin calcul,

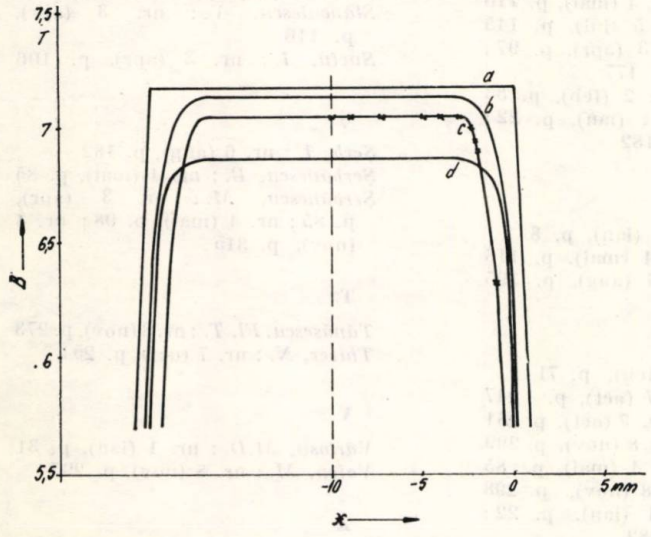


Fig. 11. Variația axială a valorii maxime a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru, în zona de cîmp magnetic intens :
a — curba calculată după [3] ; *b* — curba calculată folosind modelul prezentat ; *c* — curba experimentală ; *d* — curba calculată după [4]

folosind modelul teoretic din lucrarea de față, precum și curbele rezultate din modelele [3] și [4].

6. Concluzii

Pentru stabilirea expresiei inducției magnetice produsă de concentratorul de cîmp la suprafața piesei de deformat, în lucrare se utilizează un model teoretic perfect conductor, plan-paralel, care reproduce și lungimea finită a bobinei concentratorului.

Relațiile de calcul obținute permit predeterminarea comodă a inducției magnetice pentru domeniul uzual de dimensiuni geometrice ale concentratorilor de cîmp.

Pentru un concentrator de cîmp construit, se ridică experimental curba de variație axială a inducției magnetice la suprafața piesei de lucru ; comparația acesteia cu curba calculată, precum și cu curbele obținute folosind modelele [3] și [4], atestă faptul că expresiile rezultate din modelul prezentat permit o apropiere mai bună de valorile reale.

Bibliografie

[1] *Bühler, H,* ș.a. Bemessung von Sickenverbindungess für ein Fügen durch Magnetumformung. In : Werkstatt und Betrieb, **104**, nr. 1, 1971, p. 45—51.

[2] *Jansen, H.* Some measurements of the expansion of a metalic cylinder with electromagnetic pulses. In : I.E.E.E. Transactions, IGA — 4, nr. 4, 1968, p. 428—440.

[3] *Dietz, H.* ș.a. Theorie des Magneform-Verfahrens : Abgestufter Feldkonzentrator. In : ETZ—A, **88**, nr. 19, 1967, p. 475—480.

[4] *Fluerașu, C.* Studiul unui concentrator de cîmp pentru formarea electromagnetică. In : St. cerc. energ. electr., **21**, nr. 1, 1971, p. 145—165.

[5] *Mocanu, C.I.* Bazele electrotehnicei — Curenți variabili în conductoare masive. Litografia Inst. Politehnic București, 1969.

[6] *Wolf, H., Meinel, M.* Energie — und kraftübertragende Eigenschaften von Feldformen der Magnetumformung. In : Umform Technik, nr. 6, 1972, p. 23—33.

[7] *Knoepfel, H.* Pulsed high magnetic fields. North-Holland Publ. Co., Amsterdam 1970.

[8] *Oguey, H, J.* Sensitive flux measurements of thin magnetic films. In : Rev. Sci. Instr., **31**, nr. 7, 1960, p. 701—709.

[9] *Grivet, P.* High field magnetometry. In : Procedings of the Int. Conf. on High Magnetic Fields, Massachusetts, nov 1961.

[10] *Dinculescu, P.* Studiul experimental al fluxurilor magnetice în electromagneții de curent alternativ monofazat la întrefier minim. In : Electrotehnica, **19**, nr. 4, 1971, p. 140—147.

[11] *Brower, D. E., Ayers, R. A.* Instrumentation for magnetic pulse metal forming. In : S.A.E. Transactions, **75**, 1967, p. 282—288.

[12] *Horlopan, V.* Răspunsul la excitație treaptă de curent a conductorului tubular. In : Electrotehnica, **18**, nr. 5, 1970.

Intrat în redacție la 24.XI.1975

INDEX ALFABETIC

E.E.A. — Electrotehnica 1976

A

Andea, P.: nr. 6, (aug), p. 191
Arabdji, P.: nr. 8 (nov), p. 281
Arie, C.N.: nr. 3 (apr), p. 92

B

Babescu, M.: nr. 6 (aug), p. 191
Bergman, I.: nr. 7 (oct), p. 254
Bichir, N.J.: nr. 1 (ian), p. 15
Bircă, C. T.: nr. 6 (aug), p. 195; nr. 7 (oct), p. 267
Boldea, I. nr. 5 (iul), p. 125
Botez, C.: nr. 7 (oct), p. 240
Burtan, M.: nr. 4 (mai), p. 90

C

Cepişcă, C.: nr. 7 (oct), p. 261
Checiulescu, M.: nr. 1 (ian), p. 8
Ciofu, V.: nr. 4 (mai), p. 85
Cîmpeanu, A.: nr. 4 (mai), p. 94; nr. 7 (oct), p. 226
Costache, Gh.: nr. 2 (feb), p. 62
Crişan, Ov.: nr. 7 (oct), p. 217
Cruceru, C.: nr. 5 (iul), p. 158
Curiac, G.: nr. 3 (apr), p. 111; nr. 5 (iul), p. 140

D

Daba, D.: nr. 4 (mai), p. 102
Dan, I.: nr. 4 (mai), p. 85
Della-Giacomo, E.: nr. 2 (feb), p. 62; nr. 6 (aug), p. 195
Drăgănescu, Ov.: nr. 7 (oct), p. 231

F

Fireţeanu, V.: nr. 6 (aug), p.199

G

Galan, N.: nr. 2 (feb), p. 71
Ghiţă, C.: nr. 2 (feb). p. 57
Giurgiu, V.: nr. 6 (aug), p. 195
Gheţea, E.; nr. 8 (nov), p. 303

H

Herşcovici, B.: nr. 3 (apr) p. 104; nr. 5 (iul), p. 137
Hortopan, V.: nr. 1 (ian), p. 1

I

Iancu, O.: nr. 6 (aug), p. 208
Ionescu, Fl.: nr. 5 (iul), p. 145
Ivanovici, C.: nr. 2 (feb), p. 80; nr. 6 (aug), p. 212

L

Lăzărescu, R.: nr. 4 (mai), p. 10,
Lăzăroiu, D. F.: nr. 3 (apr) p. 92
Ludu, N.: nr. 2 (feb), p. 71

M

Marinescu, A.: nr. 2 (feb), p. 62 nr. 4 (mai), p. 98
Marinescu, I.: nr. 3 (apr), p. 85;
Marinescu, M.: nr. 6 (aug), p. 212
Matlac, I.: nr. 4 (mai), p. 110
Mărăcinescu, V.: nr. 6 (aug), p. 189
Mihalcea, V.: nr. 6 (aug), p. 182
Miron, D.: nr. 1 (ian), p. 44

N

Negoescu, R.: nr. 8 (nov), p. 398
Nemeznic, Gh.: nr. 4 (mai), p. 110
Nerodea, T.: nr. 5 (iul), p. 145
Nicoară, N.: nr. 3 (apr), p. 97; nr. 6 (aug), p. 177
Nicolaide, A.: nr. 2 (feb), p. 53
Nistor, Gh.: nr. 1 (ian), p. 22; nr. 6 (aug), p. 182

O

Oargă, Gh.: nr. 1 (ian), p. 8
Olariu, Gh.: nr. 4 (mai), p. 116
Olaru, M.: nr. 6 (aug), p. 195

P

Palii, L.: nr. 2 (feb), p. 71
Panaite, V.: nr. 7 (oct), p. 247
Pantelimon, B.: nr. 7 (oct), p. 261
Pavelescu, D.: nr. 8 (nov), p. 299
Pavelescu, S.: nr. 4 (mai), p. 85
Peşteanu. O.: nr. 8 (nov), p. 298
Petcu, Gh.: nr. 1 (ian), p. 22; nr. 6 (aug), p. 182
Podani, E.: nr. 1 (ian), p. 22
Podani, I.: nr. 6 (aug), p. 182
Podoleanu, A. G.: nr. 1 (ian), p. 31
Popescu, M.: nr. 8 (nov), p. 294
Preda, M.: nr. 3 (apr), p. 97; nr. 6 (aug), p. 177
Prisăcaru, A.: nr. 7 (oct), p. 240
Prisăcaru, V.: nr. 7 (oct), p. 240

R

Radu, T.: nr. 5 (iul), p. 168
Rădulescu, V.: nr. 4 (mai), p. 8
Rădulescu, I.: nr. 4 (mai), p. 105
Rotileanu, P.: nr. 4 (mai), p. 90
Rusu, H.: nr. 1 (ian), p. 38

S

Sasu, M.: nr. 1 (ian), p. 8; nr. 3 (apr), p. 85; nr. 4 (mai), p. 98; nr. 5 (iul), p. 162
Sărăcin, M.: nr. 5 (iul), p. 145
Sinca, I.: nr. 5 (iul), p. 162
Slănină, M.: nr. 2 (feb), p. 62; nr. 6 (aug), p. 195
Sterian, P. E.: nr. 1 (ian), p. 31
Stoia, D.: nr. 3 (apr), p. 111; nr. 5 (iul), p. 1140
Stănculescu, V.: nr. 3 (apr), p. 116
Suciu, I.: nr. 3 (apr), p. 106

Ş

Şerb, I.: nr. 6 (aug), p. 182
Şerbănescu, B.: nr. 4 (mai), p. 85
Şerbănescu, M.: nr. 3 (apr), p. 85; nr. 4 (mai), p. 98; nr. 8 (nov), p. 315

T

Tănăsescu, Fl. T.: nr. 8 (nov). p. 273
Thirer, N.: nr. 7 (oct), p. 254

V

Vârtosu, M.D.: nr. 1 (ian), p. 31
Voicu, M.: nr. 8 (nov), p. 297

Z

Zissu, S.: nr. 5 (iul) p. 145

THE ENTREPRISE
FOR MAINTAINING AND REPAIRING
COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES :

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, BACĂU, BAIA-MARE, BISTRIȚA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CĂLĂRAȘI, CARANSEBEȘ, CÎMPINA, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DROBETA TURNU SEVERIN, DEJ, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUNEDOARA, HUEDIN, IAȘI, LUGOJ, MEDIAȘ, MIERCUREA-CIUC, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, VASLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTERNATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- ANALYSIS AND PROGRAMMING FOR THE BILLING AND ACCOUNTING MACHINES.
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES REQUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIPMENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES — R-72326 — BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd. 6
Telex : SERVICE IIRUC 11716 R 90 TELEPHON 792070

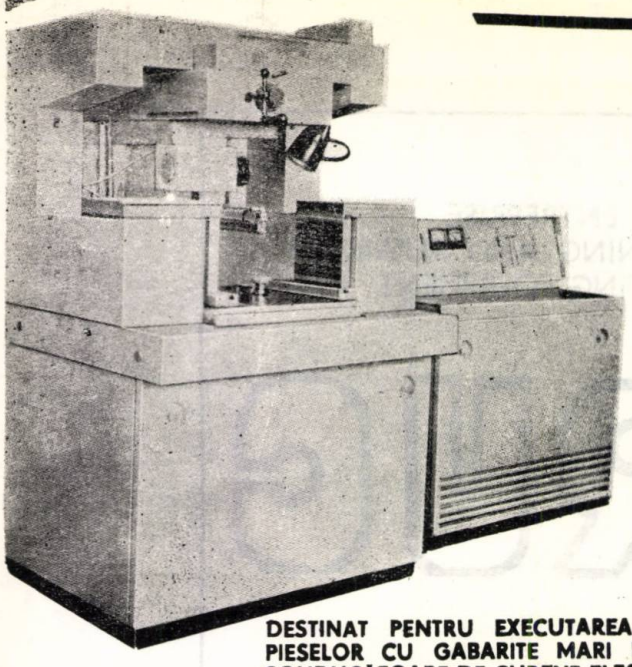
OLTENIA AREA — CRAIOVA 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA — TIMIȘOARA
Piața 700 961/34626

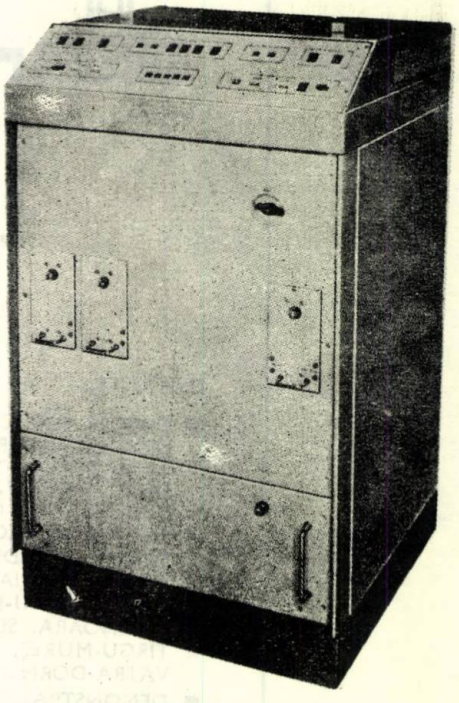
NORTH TRANSILVANIA AREA — CLUJ-NAPOCA
Horea Str. 8 951/30922—31944

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV
Traian Str. 34 921/30937 : 30986

MOLDAVIA AREA — IAȘI
Str. Republicii, nr 32 Bl Z 4 980/30302—32844



APARAT DE PRECIZIE PRIN SCINTILAȚIE ELECTRICĂ A-207.61 CU PUPITRU DE COMANDĂ-PROGRAM tip A 745.17



DESTINAT PENTRU EXECUTAREA PRIN SCINTILAȚIE A PIESELOR CU GABARITE MARI DIN MATERIALE BUNE CONDUCĂTOARE DE CURENT ELECTRIC, CU CONDUCTOR DE REÎMPROSPĂTARE

Proprietăți distinctive :

— creșterea triplă a intensității de formare la o finețe de prelucrare de clasa 5—6 ;
— utilizarea apei industriale ca mediu între electrozi, în locul petrolului ;
— posibilitatea executării contururilor de gabarite mari (250×250 mm) la piese cu grosimea de 1—120 mm ;
— facilitarea unei curățiri chimice și rectificări foarte ușoare a pieselor, asigurînd, practic, executarea unor piese de 100% bune, întrucît pe suprafața prelucrată cu metoda scintilației electrice se formează oxizi care se înlătură ușor.

Caracteristici tehnice principale :

— productivitatea maximă a prelucrării prin așchiere a pieselor cu grosimea de 30—40 mm, cu electrod de cupru-conductor cu diametrul de 0,3 mm este de (mm^2/min) :

pentru cupru	70
pentru oțel	30
pentru aliaje dure	20

— dimensiunile maxime ale pieselor de prelucrat (mm) :

lungimea	430
lățimea	270
înălțimea	120

Caracteristicile tehnice principale ale pupitrului de comandă — program :

— tipul schemei — pozițională, în două coordonate reversibile, cu branșament succesiv al coordonatelor ;
— suportul programului — bandă de hîrtie standardizată perforată pe opt piste ;
— deplasarea minimă dictată de program — 0,01 mm ;
— deplasarea maximă dictată într-un cadru — 0,99 mm ;
— sistemul de citire — absolut.

Originalitatea soluțiilor constructive, compacticitatea și universalitatea fac de neînlocuit aparatul de scintilație electrică A-207.61 pentru prelucrarea în sistemul rectangular de coordonate a suprafețelor interioare și exterioare ale materialelor bune conducătoare de electricitate.

Exportator — **V/O TECHMASHEXPORT**
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568

TECHMASHEXPORT

PUBLICOM

ÎNTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ŞI INDUSTRIALE

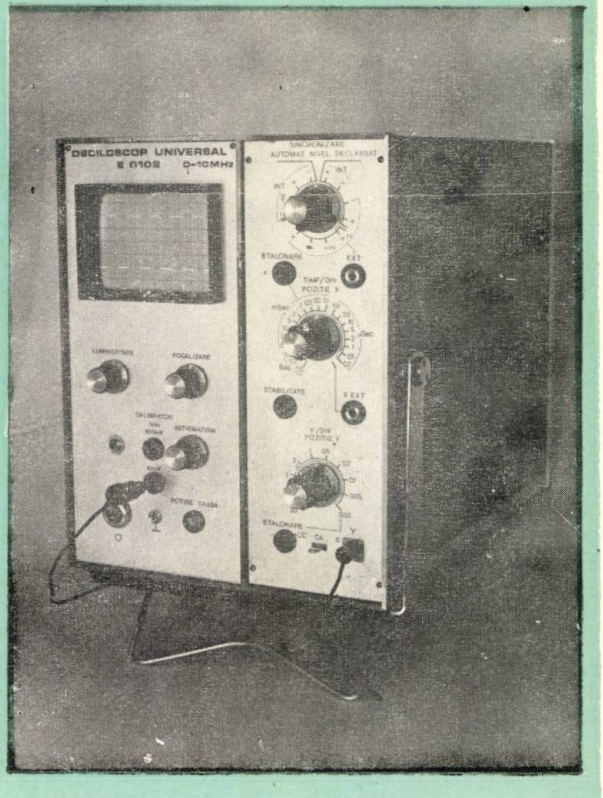
Şos Fabrica de Glucoză nr. 9 — 11, sector 2, Bucureşti
Telefon: * 33 41 50; 79 36 80; Telex: 10467 — IEMI — B.

Produce şi livrează:

- Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice
- Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice
- Surse de alimentare c.c./c.a.
- Radiotelefoane

APARATE ELECTRONICE PENTRU MĂSURAREA MĂRIMILOR ELECTRICE

- E 0102 — Osciloscop universal
- E 0103 — Osciloscop de laborator
- E 0103D — Sertar „amplificator diferenţial"
- E 0103E — Sertar „bază de timp dublă"
- E 0104 — Miniscop
- E 0202 — Numărător universal
- E 0202B — Convertor de tensiune
- E 0202C — Convertor de frecvenţă
- E 0202D — Sertar „cronometru"
- E 0302 — Multimetru numeric
- E 0303 — Voltmetru numeric
- E 0402 — Milivoltmetru electronic
- E 0403 — Multimetru electronic
- E 0501 — Generator de joasă frecvenţă
- E 0502 — Versatester
- E 0702 — Tranzistormetru portabil
- E 0704 — Punte RCL



APARATE ELECTRONICE PENTRU MĂSURAREA MĂRIMILOR NEELECTRICE

- N 2103 — Vibrometru electronic
- N 2201 — Microcomparator electronic
- N 2301 — Tensometru electronic cu 1 canal
- N 2302 — Tensometru electronic cu 6 canale
- N 2304 — Dispozitiv de comutare şi echilibrare
- N 2601 — Stroboscop electronic

SURSE DE ALIMENTARE c.c/c.a.

- I 4103 — Sursă stabilizată de tensiune continuă (7,5 V/2 A)
- I 4104 — Sursă stabilizată de tensiune continuă (40 V/5 A)
- I 4201 — Sursă stabilizată de tensiune alternativă (1000 VA)
- I 4202 — Sursă stabilizată de tensiune alternativă (5000 VA)

RADIOTELEFOANE

- RTP — 1, 2, 3, 4 MF-S (SD) — Radiotelefon portabil
- RTM — 1, 2, 3, 4 MF-S (SD) — Radiotelefon mobil
- RTF — 1, 2, 3, 4 MF-S (SD) — Radiotelefon fix

ÎNTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ŞI INDUSTRIALE

Şos Fabrica de Glucoză nr. 9 — 11, sector 2, Bucureşti Telefon: * 33 41 50; 79 36 80; Telex: 10467 — IEMI — B.

Produce şi livrează:

- **Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice**
- **Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice**
- **Surse de alimentare c.c./c.a.**
- **Radiotelefoane**

GENERATOR DE JOASĂ FRECVENŢĂ E-0501

Produce semnale electrice sinusoidale sau dreptunghiulare de frecvenţă 1 Hz . . . . . .1 MHz
nivele de ieşire :
0 — 3 Vef — semnale sinusoidale
0 — 3,3 Vvv — semnale dreptunghiulare

TRANZISTORMETRU PORTABIL E-0702

Verifică la scurtcircuit tranzistoare şi diode
Măsoară : — tranzistoare h_{21}, =10 . . . .1 000
(pentru U_c Ø =0,1 V . . .20 V; I_c = 1 mA . . . .30 mA)
I_o = 5 μA . . . . . .300 μA
— diode Zenner
(U_z = 0,5 V . . . . .15 V; I_z = 1 mA . . . . . .30 mA)
— diode
(U_i = 1 V . . . . .20 V/I_i = 5 μA . . . .300 μA
U_d = 0,1 V . . . . . 3 V/I_d = 1 mA . . . . . .30 mA)

PUNTE RLC E-0702

Măsoară : valori absolute de rezistenţe (0,5 Ohmi . . .105 Mohmi) condensatoare (1 pF . . . .1 050 μF), inductanţe (50 μH . . 105 H)
Măsoară valori relative (în raport cu un etalon de rezistenţe, condensatoare, inductanţe, în domeniul — 20% . . . + 20%)

TENSOMETRU ELECTRONIC CU 6 CANALE N-2302

Măsoară static şi dinamic eforturi mecanice şi deformaţii (în gama 0 . . . ±100 000 μm/m) în cel mult 6 puncte amplasate în organe de maşini, elemente constructive etc.)
În acest scop utilizează traductoare rezistive (mărci tensometrice) sau inductive.
Cu traductoare adecvate poate măsura şi forţe, deplasări, presiuni, cupluri etc.

SURSĂ STABILIZATĂ DE TENSIUNE CONTINUĂ

(40 V/5 A) I.4104
Tensiune de ieşire : 0 . . .40 V
Curent de ieşire : 0 . . .5 A

RADIOTELEFOANE PORTABILE, MOBILE, FIXE — RTP, RTM, RTF

Funcţionează în simplex sau semiduplex pe 6—12 canale
Game de frecvenţă : 30÷174 MHz
Rezistenţe la şoc, vibraţii şi temperaturi într-o gamă largă de valori
Concepţie şi construcţie simplă, modernă cu materiale şi componente de cea mai bună calitate
Fiabilitate ridicată.

Mărirea fără creuzet a monocristalelor de siliciu în vid și în mediu gazos cu ajutorul instalației de inducție de înaltă frecvență:

CRISTAL –106

CRISTAL 106 — funcționează în locuri cu atmosferă lipsită de vapori de acizi alcaline și de prafuri electroconductoare, la o temperatură a aerului de + 10°C la + 40°C.

CRISTAL 106 — permite realizarea unei topiri cu inductor avînd :

- diametrul interior SUPERIOR diametrului lingoului (cursa activă se realizează prin deplasarea laterală a inductorului de fuziune, cursa inversă — fără deplasare laterală) ;
- diametrul interior INFERIOR celui al lingoului (cursa activă se execută prin deplasarea laterală a inductorului de fuziune, cursa inversă realizîndu-se prin deplasarea inductorului de fuziune în exteriorul lingoului).

CRISTAL 106 — se compune dintr-un cuptor, un generator de redresare și un dispozitiv de programare și mentenanță automată a diametrului lingoului obținut.

CRISTAL 106 — productivitate medie 120 g/oră ;
diametrul lingoului elaborat 50 mm ;
lungimea lingoului elaborat 550 mm.

Exportator — **V/O 'TECHMASHEXPORT**
URSS, Moscova, 117 330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7568

PUBLICOM

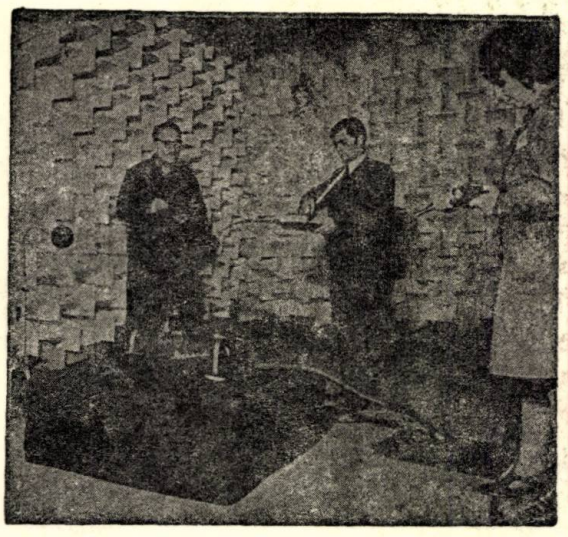
V/O TECHMASHEXPORT

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

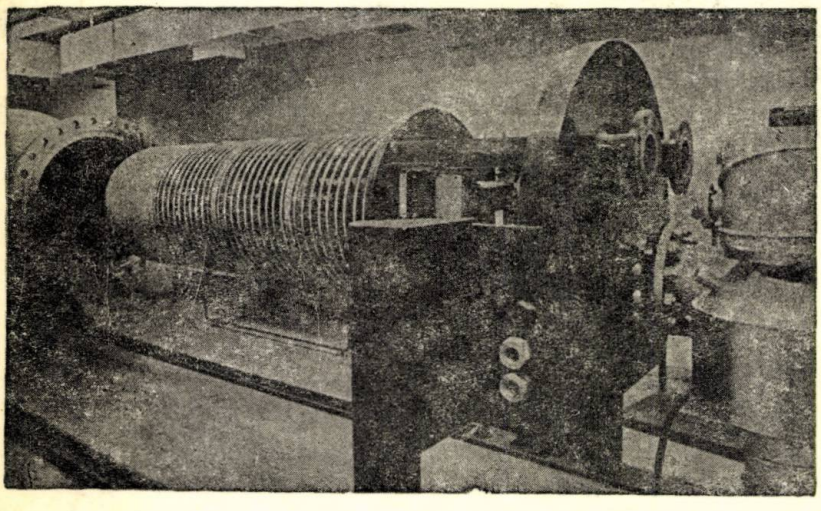
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

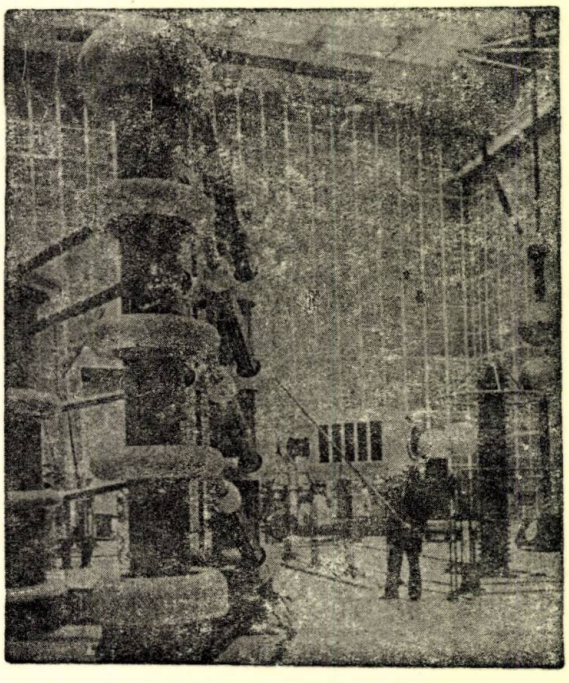


1977 APR 15

La toate aceste intrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care in această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează in favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.